

## 修 士 論 文 の 和 文 要 旨

研究科・専攻	大学院 情報システム学研究科 情報システム基盤学専攻 博士前期課程		
氏 名	高梨 友李衣	学籍番号	1453013
論 文 題 目	低符号化率の畳込み符号を用いるヘリコプター衛星通信		
<p>要 旨</p> <p>ヘリコプター衛星通信は、ヘリコプターの自由度の高い飛行を活かしながら、信頼度の高く、安定した通信を可能とする通信方式として、救助活動や報道など様々な分野で用いられている。静止衛星間を介してヘリコプターと地上基地局間の通信を行う本方式では、いかなる場所からでも迅速に情報収集が可能となるが、ブレードの回転によりアンテナが遮られ送受信信号が周期的に遮断されるという問題点もある。この周期的遮断の問題に対して、畳込み符号と時間ダイバーシチを用いて遮断の影響を低減する方式が提案された。</p> <p>また、2015年10月には先行研究として、受信機に遮断推定を導入することでBER特性を大幅に改善した新たな方式が発表された。従来方式における受信機では受信信号のダイバーシチ合成法に等利得合成が用いられていたが、一般には等利得合成より最大比合成の方がBER特性は良好とされる。しかし、この最大比合成には通信路環境に伴う重みづけが必要であり、ヘリコプター衛星通信のような低CNR（Carrier-to-Noise power Ratio：搬送波対雑音電力比）環境では受信信号を観測するだけでは通信路における遮断の推定が極めて困難であった。この問題に対し先行研究では、受信機にて擬似BERを計算することで遮断情報の推定を行い、最大比合成を実現した。これにより、BER特性は従来方式から著しく改善された。</p> <p>この従来方式および先行研究では、符号化率1/2の畳込み符号が用いられるが、AWGN通信路では一般的に低符号化率符号の方がBER特性が良好となることが知られている。したがって本研究ではまず、遮断環境下でも低符号化率符号が良好なBER特性を示すかを確認した。その結果、低符号化率の畳込み符号および時間ダイバーシチを適用した方式においては、従来方式と比べ、高<math>E_b/N_0</math>環境下にて遮断率8.6%では約0.4dB、遮断率32.1%では約0.2dBの特性改善が確認された。</p> <p>更に本研究では、前述の先行研究についても低符号化率の畳込み符号を適用し、更なるBER特性の改善を図った。また先行研究においては、遮断推定に必要なパラメータである閾値に関する検討がされていなかったが、この閾値がBER特性に影響を与えと考えられるため、閾値に関してBER特性を最小にするという意味で最適な値を検討した。計算機シミュレーションの結果から、先行研究と比べて高<math>E_b/N_0</math>環境では遮断率8.6%および32.1%の両条件において約0.6dBのBER特性改善を達成した。また、ヘリコプター衛星通信における理想的なBER特性に更に近づくことも確認できた。</p>			

平成 27 年度 修士学位論文

低符号化率の畳込み符号を用いる  
ヘリコプター衛星通信

電気通信大学大学院 情報システム学研究科

博士前期課程 情報システム基盤学専攻

基盤ハードウェア学講座

1453013 高梨 友李衣

指導教員 小島 年春 准教授

副指導教員 多田 好克 教授

副指導教員 新谷 隆彦 准教授

提出 平成 28 年 1 月 28 日

# 目 次

<b>1</b>	<b>序論</b>	<b>3</b>
1.1	本研究の背景と目的	3
1.2	論文の構成	4
<b>2</b>	<b>周期的遮断通信路</b>	<b>5</b>
2.1	序論	5
2.2	周期的遮断パラメータの定義	5
2.3	周期的遮断通信路	7
2.4	結言	7
<b>3</b>	<b>畳込み符号と時間ダイバーシチを用いた従来方式</b>	<b>8</b>
3.1	序論	8
3.2	時間ダイバーシチによる遮断回避	8
3.3	従来方式 1	9
3.4	等利得合成法と最大比合成法の BER 特性差	11
3.5	従来方式 2	14
3.6	結言	15
<b>4</b>	<b>遮断環境下における低符号化率符号の特性</b>	<b>17</b>
4.1	序論	17
4.2	低符号化率の畳込み符号の特性	17
4.3	検討モデル 1	19
4.3.1	送受信機構成	19
4.3.2	計算機シミュレーション結果と考察	21
4.4	検討モデル 2	23
4.4.1	送受信機構成	23
4.4.2	計算機シミュレーション結果と考察	24
4.5	結言	25

<b>5</b>	<b>遮断推定を導入した提案方式</b>	<b>27</b>
5.1	序論	27
5.2	提案方式	27
5.3	計算機シミュレーション結果と考察	30
5.3.1	擬似 BER 特性および擬似 SER 特性	30
5.3.2	閾値と BER 特性の関係	35
5.3.3	符号による BER 特性の比較	36
5.3.4	擬似 BER および擬似 SER による BER 特性の比較	36
5.3.5	遮断推定における最適な閾値	47
5.4	結言	52
<b>6</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>

# 第 1 章

## 序論

### 1.1 本研究の背景と目的

ヘリコプターは、ホバリングや旋回飛行など自由度の高い飛行が可能であり、また、有事の際には迅速に現場に駆け付けることができるため、救助活動や報道など様々な分野で用いられている。現在ヘリコプターからの情報伝送手段としては、地上中継局を経由するヘリコプターテレビ伝送システムが用いられているが、伝送可能エリアは狭く、広範囲をカバーするためには複数の地上中継局が必要となる。しかし、山岳地帯や海上、災害により立ち入りが困難となった場所では、迅速な中継局の設置ができず、ヘリコプターの利点である迅速な情報収集が活かせない。そのため、静止衛星を介することで、地上中継局を必要とせず、いかなる地域においても安定性と信頼性の高い通信を可能とする、ヘリコプター衛星通信が提案された [1][2]。図 1.1 にヘリコプター衛星通信の概念図を示す。

ヘリコプター衛星通信では、機体に備え付けられたアンテナの上をブレードが回転することで、静止衛星からの信号が周期的に遮断され、受信信号の BER (Bit Error Rate) 特性が著しく劣化するといった問題がある。この周期的遮断の問題に対して、符号化率  $1/2$  の畳込み符号と時間ダイバーシチを用いて、遮断の影響を低減する方式が提案されている [1]。

また文献 [3] では、受信機において遮断推定に基づく最大比合成を行う方式が提案され、BER 特性の大幅な改善を達成した。従来方式における受信機では受信信号のダイバーシチ合成法に等利得合成が用いられていたが、一般には等利得合成より最大比合成の方が BER 特性は良好とされる。しかし、遮断環境における最大比合成には遮断推定が必要であるが、ヘリコプター衛星通信のような低 CNR (Carrier-to-Noise power Ratio : 搬送波対雑音電力比) 環境では受信信号を観測するだけでは通信路における遮断の推定が極めて困難であった。この問題に対し文献 [3] では、受信機にて擬似 BER を計算することにより遮断情報の推定を行い、最大比合成を実現した。これにより、BER 特性は文献 [1] から著しく改善された。

これらの従来方式では、符号化率  $1/2$  の畳込み符号が用いられているが、一般に AWGN

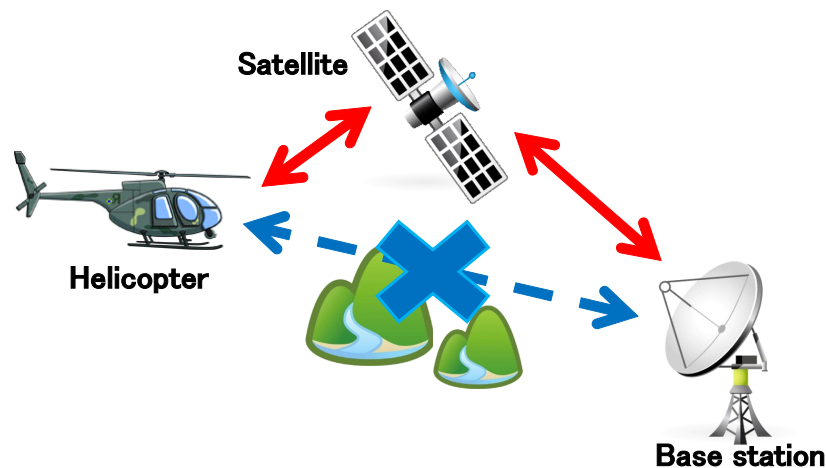


図 1.1: ヘリコプター衛星通信の概念図

通信路では，符号化率が低いほど誤り訂正能力が高く，BER 特性が良好となることが知られている．しかし，ヘリコプター衛星通信特有の周期的遮断環境における特性検討はなされていない．そこで本研究ではまず，等利得合成を用いた従来方式に対して低符号化率の畳込み符号を適用し，その BER 特性を評価した．

その上で，受信機において最大比合成を実現した新方式に対しても低符号化率の畳込み符号を適用し，更なる BER 特性の改善を図った．また，擬似 BER を用いる遮断推定法では，遮断中は遮断外に比べ BER 特性が劣化することを利用して閾値を設定し，この閾値を基準にそれよりも擬似 BER 値が大きい小さいかを比較することで遮断の有無を推定する．つまり，この閾値の設定の仕方が遮断推定の精度および BER 特性に影響を及ぼすと考えられるが，文献 [3] においては閾値に関する検討がされていなかった．このため本研究では，BER 特性を最小にするという意味で最適な値も検討した．

## 1.2 論文の構成

論文の構成について説明する．第 2 章では周期的遮断通信路について述べる．第 3 章では時間ダイバーシチを用いた従来方式について述べる．第 4 章では，遮断環境下での低符号化率符号の BER 特性を検討する．第 5 章では，最大比合成を実現した従来の遮断回避システムに低符号化率符号を適用した方式を提案し，計算機シミュレーション結果と考察を記す．最後に，第 6 章で本論文の結論を述べる．

## 第 2 章

# 周期的遮断通信路

### 2.1 序論

本章ではヘリコプター衛星通信における周期的遮断通信路をモデル化する．まず第2節において，周期的遮断を表現する上で必要となるパラメータを定義する．第3節では周期的遮断通信路の数式化を行う．

### 2.2 周期的遮断パラメータの定義

周期的遮断は，図 2.1 で表されるヘリコプターのブレードによりアンテナが遮られる遮断継続時間  $T_d$  と，次のブレードがアンテナ上に到達するまでの遮断繰返し周期  $T_p$  によってモデル化できるが，これらのパラメータはヘリコプターの特性によって決定される [1]．ブレードの枚数を  $M$ ，ブレードの単位時間当たりの回転数を  $\omega$  とすると，遮断繰返し周期  $T_p$  は次式で表せる．

$$T_p = \frac{1}{\omega M} \quad (2.1)$$

また，遮断継続時間は図 2.2 で表されるブレードの特性によって決定され，ブレードの回転の中心からアンテナまでの距離を  $D$ ，回転中心からブレード上の半径  $D$  を見込んだ角度を  $\varphi$  とすると，

$$T_d = \frac{\varphi}{2\pi} \cdot \frac{1}{\omega} \quad (2.2)$$

と表せる．また，ブレードの幅を  $W$  とすると，

$$D \sin \frac{\varphi}{2} = \frac{W}{2} \quad (2.3)$$

$$\varphi = 2 \sin^{-1} \frac{W}{2D} \quad (2.4)$$

と表せるため，遮断継続時間は次式で表せる．

$$T_d = \frac{1}{\pi\omega} \sin^{-1} \frac{W}{2D} \quad (2.5)$$

したがって，遮断率  $\rho$  は

$$\rho = \frac{T_d}{T_p} = \frac{M}{\pi} \sin^{-1} \frac{W}{2D} \quad (2.6)$$

と表せ，ブレードの回転の中心からアンテナまでの距離  $D$  とブレードの幅  $W$  の関数となる．

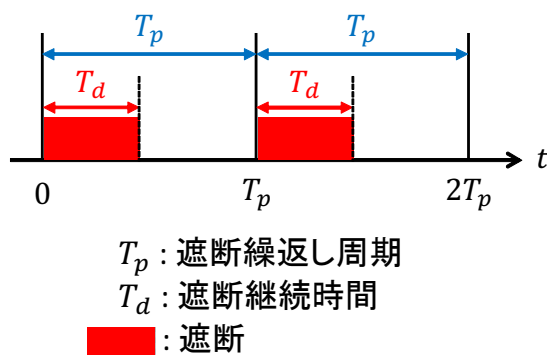


図 2.1: 遮断繰返し周期  $T_p$  と遮断継続時間  $T_d$  の関係

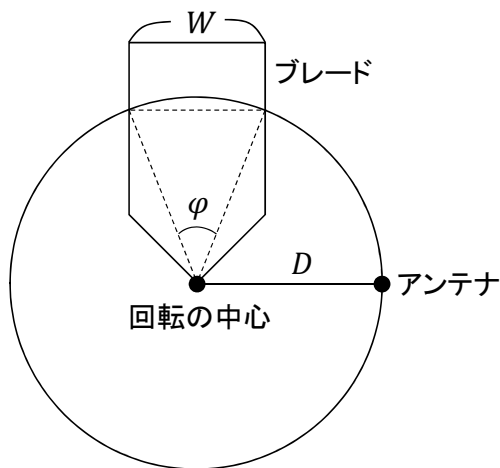


図 2.2: 周期的遮断とブレードの関係



## 2.3 周期的遮断通信路

周期的遮断通信路のモデルを図 2.3 に示す. 送信信号  $s(t)$  は, 通信路において周期的遮断情報  $h(t)$  を乗算, 受信機にて片側雑音電力密度  $N_0$  の加法性白色ガウス雑音 (additive white Gaussian noise : AWGN)  $n(t)$  を加算され受信信号  $r(t)$  として受信される.

$$r(t) = h(t)s(t) + n(t) \quad (2.7)$$

ここで, 周期的遮断情報  $h(t)$  は次式で定義される.

$$h(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(t - kT_p) \quad (2.8)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1 & (T_d \leq t < T_p) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.9)$$

すなわち, 遮断された信号は, 受信信号電力が 0 で, 受信機での雑音のみが付加された信号として受信されることとなる.

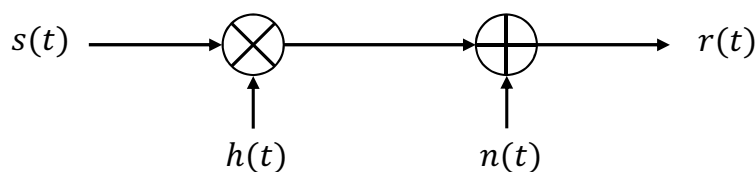


図 2.3: 周期的遮断通信路

## 2.4 結言

本章では, 周期的遮断通信路のモデル化を行った. 次章では, この周期的遮断通信路に対して, 畳込み符号と時間ダイバーシチを用いて遮断を回避した従来方式を説明する.

## 第 3 章

# 畳込み符号と時間ダイバーシチを用いた従来方式

### 3.1 序論

本章では符号化率  $1/2$  の畳込み符号と時間ダイバーシチを用いた従来の遮断回避システムについて説明する。まず第 2 節において、時間ダイバーシチによる遮断回避法について説明する。第 3 節では、文献 [1] におけるダイバーシチ合成法に等利得合成を用いた遮断回避システムについて説明する。第 4 節では等利得合成法と最大比合成法の BER 特性差について説明する。第 5 節では、文献 [3] における最大比合成を用いた遮断回避システムについて説明する。

### 3.2 時間ダイバーシチによる遮断回避

ダイバーシチ通信とは複数の通信路を用いて信号を送信し、複数の受信信号を合成することで信号の CNR を高めることで、通信路における雑音やフェージングなどの影響を緩和するものである [4]。ダイバーシチ通信を実現する方法には、アンテナを複数用いる空間ダイバーシチ、複数の搬送波周波数を用いて信号を送信する周波数ダイバーシチ、時間差を設けて同一信号を再送する時間ダイバーシチなどがある。しかし、ヘリコプター衛星通信においては、ヘリコプターという限られた場所に搭載する送受信機は最小化されることが望ましく、そのため複数のアンテナを備える必要のある空間ダイバーシチは適さない。また、ブレードによる周期的遮断の問題に対しては周波数ダイバーシチは意味をなさないため、ヘリコプター衛星通信においては時間ダイバーシチによって遮断回避のための冗長性を与える。

図 3.1 に時間ダイバーシチによる遮断回避法を示す。まず、送信機にて同一信号に時間差を与えて複数回送信する。これにより、通信路において遮断された場合にも、受信機にて同一信号間の時間差を解消した後に合成することで、少なくとも一方の信号は遮断

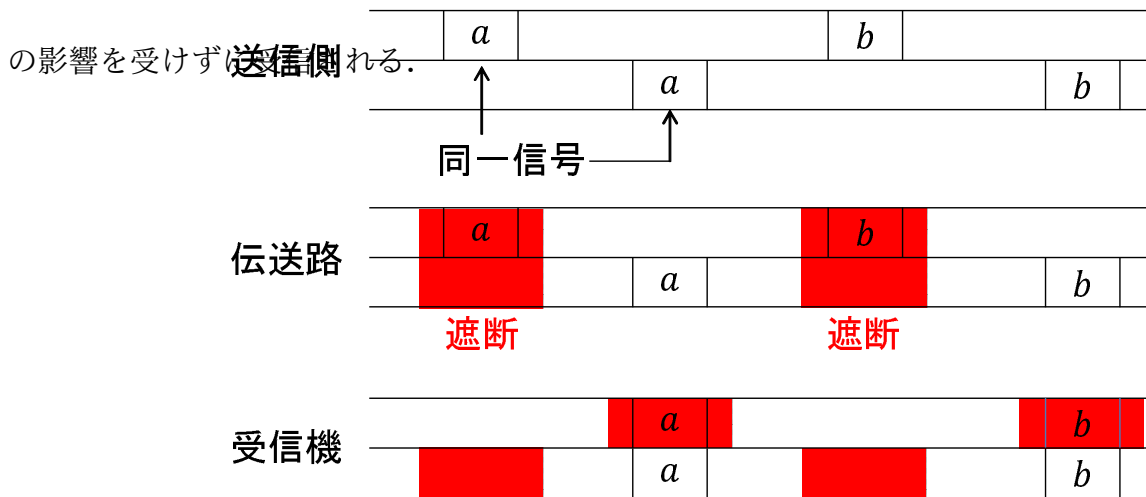


図 3.1: 時間ダイバーシチによる遮断回避

### 3.3 従来方式 1

本節では、符号化率  $1/2$  の畳込み符号を用い、受信機でのダイバーシチ合成法に等利得合成法を用いた文献 [1] における遮断回避システムについて説明する．図 3.2 に受信機構成の等価低域系を示す．情報データ系列  $\{b_i\}$  は符号化率  $1/2$  の畳込み符号化により、符号化系列  $\{p_i\}$  および  $\{q_i\}$  となる． $\{p_i\}$  と  $\{q_i\}$  との間に遅延時間差  $T$  を設けた後、この両系統をそれぞれ 2 系統に分岐し遅延時間差  $2T$  を与えることにより、係数 2 の時間ダイバーシチデータを得る．受信側にて時間ダイバーシチ合成後のデータに含まれる周期的遮断によるバースト誤りを等間隔に分散し、ビタビ復号後の BER 特性を最小とするために、遅延時間  $2T$  と遮断繰返し周期  $T_p$  の関係を  $2T = T_p/2$ ，すなわち  $T = T_p/4$  と設定する．このような遅延時間を与えることで、時間ダイバーシチデータ系列  $\{p_{(1)i}\}$  と  $\{p_{(2)i}\}$ ， $\{q_{(1)i}\}$  と  $\{q_{(2)i}\}$ ，そして、情報データ系列  $\{b_i\}$  に対応する 2 つの符号化系列  $\{p_i\}$  と  $\{q_i\}$  がそれぞれ同時に遮断されることを防ぐことが可能となる．

なお、遮断繰返し周期  $T_p$  は式 (2.1) で表せるようにヘリコプターの機種に固有の定数となるため、BER 特性を最小にするという意味で最適な遅延時間差  $T$ ， $2T$  も機種に応じた固定値となる．ただし、エンジンの始動からブレードの単位時間当たりの回転数  $\omega$  が一定となるまでの数秒間は最適条件を満たさないが、通信装置への電力供給源はエンジン駆動の発電機であり、エンジン始動後の発電出力が安定した時点で通信を開始することから、この点は問題とならない (着陸後のエンジン停止時についても同様である)．

ここで、ビット周期  $T_b$  と遅延時間差  $T$  の間に  $T = mT_b$  ( $m$  は自然数) の関係があるとす．このとき、送信時間ダイバーシチデータ系列  $\{p_{(1)i}\}$ ， $\{p_{(2)i}\}$ ， $\{q_{(1)i}\}$ ， $\{q_{(2)i}\}$  と符号化系列  $\{p_i\}$ ， $\{q_i\}$  は次の関係にある．

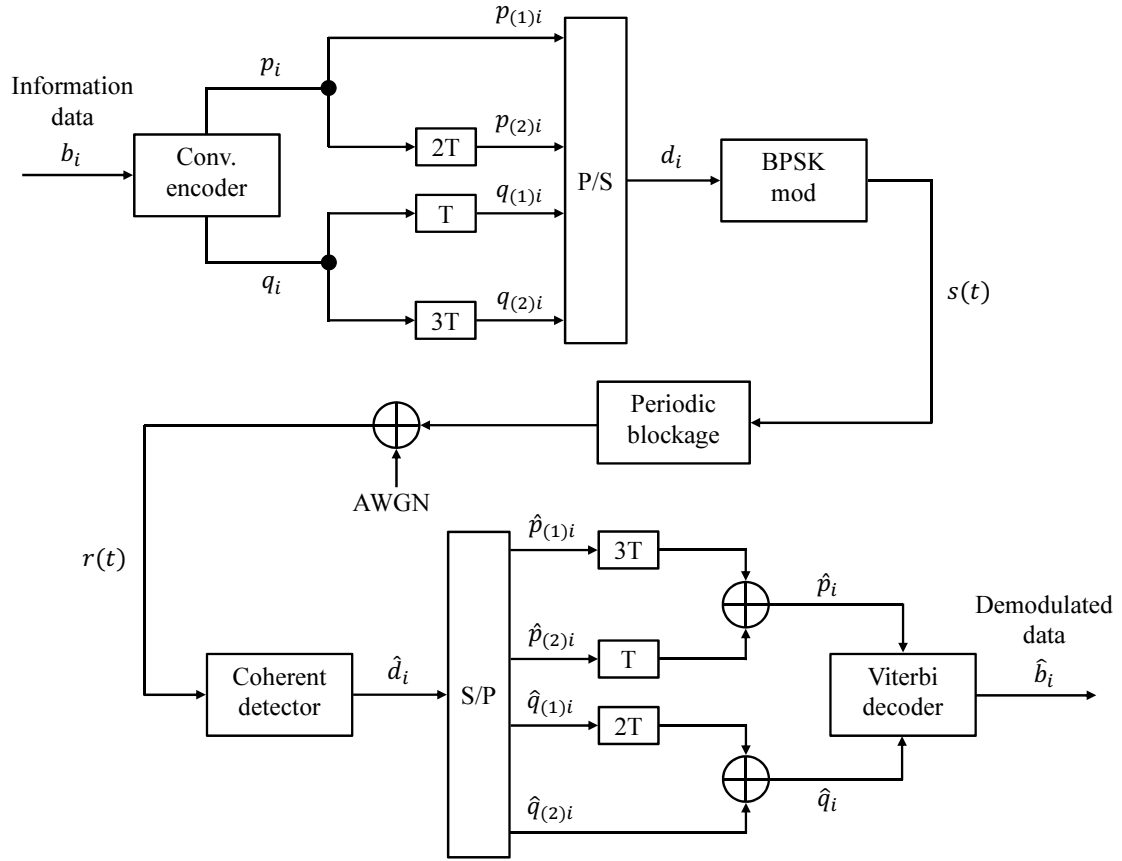


図 3.2: 従来方式の送受信機構成

$$\left. \begin{aligned} p_{(1)i} &= p_i \\ p_{(2)i} &= p_{i-2m} \\ q_{(1)i} &= q_{i-m} \\ q_{(2)i} &= q_{i-3m} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

この時間ダイバーシチデータは並直列変換により 4 倍のデータ速度の送信データ系列  $\{d_i\}$  となった後, BPSK (binary phase shift keying) 変調により送信される. ここで,  $\{d_i\}$  のシンボル周期  $T_s$  とビット周期  $T_b$  の関係は  $T_b = 4T_s$  であり, 次式で表される.

$$\left. \begin{aligned} d_{4i} &= p_{(1)i} = p_i \\ d_{4i+1} &= p_{(2)i} = p_{i-2m} \\ d_{4i+2} &= q_{(1)i} = q_{i-m} \\ d_{4i+3} &= q_{(2)i} = q_{i-3m} \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

送信データ系列  $\{d_i\}$  は BPSK 変調され, 送信信号  $s(t)$  となる.  $k = 4i + n$  ( $n = 0, 1, 2, 3$ ) と

おくと, 時刻  $t = kT_s$  における  $s(t)$  は,

$$s(kT_s) = \sqrt{E_s} \text{epx}(-jd_k\pi) \quad (3.3)$$

と表せる. ここで  $E_s$  は 1 シンボルあたりの送信電力であり, 情報データ系列  $\{b_i\}$  の 1 ビットあたりの送信電力を  $E_b$  とすると  $E_s = E_b/4$  となる. したがって, 各時間ダイバーシチデータに対応する送信信号は式 (2.8), (2.9) より次式で表せる.

$$\left. \begin{aligned} s(4iT_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jp_i\pi) \\ s((4i+1)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jp_{i-2m}\pi) \\ s((4i+2)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jq_{i-m}\pi) \\ s((4i+3)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jq_{i-3m}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

送信信号は通信路にてブレードによる周期的遮断, 受信機にて AWGN の影響を受け, 式 (2.7) で表される受信信号  $r(t)$  となる. 受信信号は同期検波され復調データ系列  $\{\hat{d}_i\}$  となり, 直並列変換により送信時間ダイバーシチデータ系列  $\{p_{(1)i}\}, \{p_{(2)i}\}, \{q_{(1)i}\}, \{q_{(2)i}\}$  に対応する受信時間ダイバーシチデータ系列  $\{\hat{p}_{(1)i}\}, \{\hat{p}_{(2)i}\}, \{\hat{q}_{(1)i}\}, \{\hat{q}_{(2)i}\}$  を得る. 各系列間には送信側で設けられた遅延時間差があるため, それを解消するためにそれぞれに遅延時間を与え時間を揃える. 次式のように同一データを等利得合成し, 軟判定データ系列  $\{\hat{p}_i\}, \{\hat{q}_i\}$  を得る.

$$\left. \begin{aligned} \hat{p}_i &= \hat{p}_{(1)i-3m} + \hat{p}_{(2)i-m} \\ \hat{q}_i &= \hat{q}_{(1)i-2m} + \hat{q}_{(2)i} \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

最後に, 軟判定データ系列  $\{\hat{p}_i\}, \{\hat{q}_i\}$  をビタビ復号することで受信データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  を得る.

### 3.4 等利得合成法と最大比合成法の BER 特性差

ダイバーシチ合成法には, 従来方式に用いられた等利得合成法 (equal-gain combining : EGC) の他に最大比合成法 (maximal-ratio combining : MRC) がある. 図 3.3 に等利得合成法の例を示す. 等利得合成法は受信ダイバーシチ信号を互いに同相になるように合成する方式であり, 通信路中で信号が遮断された場合にも等しく合成を行うため, CNR が低下し BER 特性が劣化する [5]. 図 3.3 における等利得合成の BER 理論式  $P_{EGC}$  は遮断率  $\rho$  を用いて次式で表せる.

$$P_{EGC} = 2\rho \left( \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{4N_0}} \right) + (1 - 2\rho) \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (3.6)$$

図 3.4 に最大比合成法の例を示す．最大比合成法は CNR を最大にするように受信ダイバーシチ信号に重みづけをした上で互いに同相になるように合成する方式である．図 3.4 における最大比合成の BER 理論式  $P_{MRC}$  は次式で表せる．

$$P_{MRC} = 2\rho \left( \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) + (1 - 2\rho) \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (3.7)$$

式 (3.6), (3.7) による等利得合成法と最大比合成法の BER 特性の比較を図 3.5 に示す．これより，最大比合成法がより良好な BER 特性を示すことが分かる．最大比合成法を実現するには遮断情報の推定による受信ダイバーシチ信号の重みづけが必要となるが，ヘリコプター衛星通信における受信信号は遮断と雑音の影響を受け CNR が低いため，受信信号からのみでは遮断推定を行うことが困難となる．次節にて，擬似 BER (Pseudo BER) を用いて遮断推定を行い，最大比合成を実現した文献 [3] の方式を説明する．

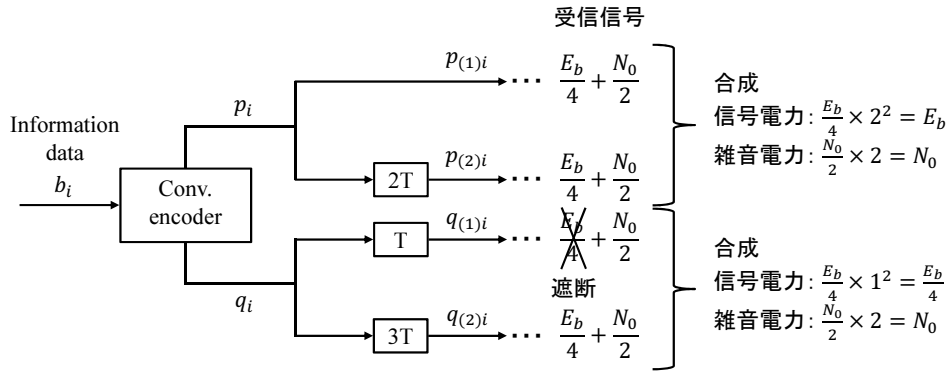


図 3.3: 等利得合成法

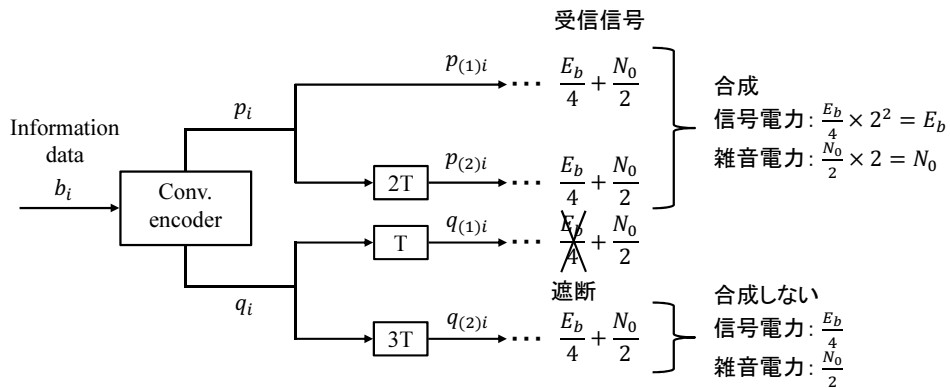


図 3.4: 最大比合成法

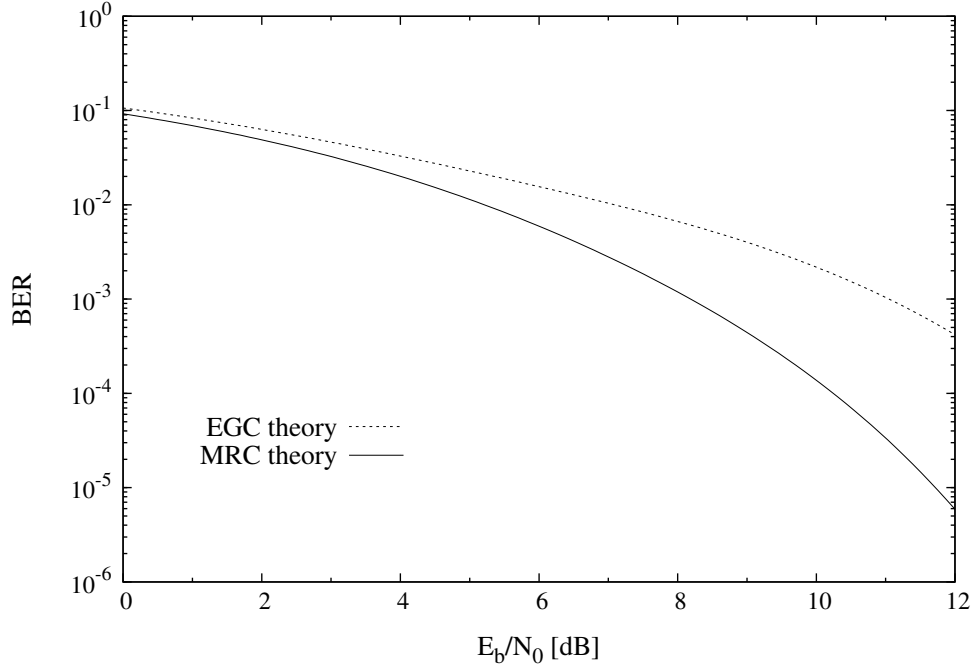


図 3.5: 等利得合成法と最大比合成法の BER 特性

### 3.5 従来方式 2

本節では、符号化率  $1/2$  の畳込み符号を用い、受信機でのダイバーシチ合成法にて最大比合成を実現する文献 [3] における遮断回避システムについて説明する。図 3.6 に受信機構成の等価低域系を示す。送信機、通信路に関しては図 3.2 と同一である。受信信号  $r(t)$  はまず、図 3.2 における受信機と同様の手順で復調、ビタビ復号化され、復号データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  となる。その後、 $\{\hat{b}_i\}$  は図 3.2 における送信機から BPSK 変調処理を除いて同様の手順で再符号化され、再符号化データ系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  が生成される。ここで、復号データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  が誤りなく復号されたとすると、再符号化データ系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  は送信符号化データ系列  $\{d_i\}$  と一致する。つまり、この再符号化処理によって送信符号化データに相当するデータを受信側において再生することが可能となる。

一方で、受信信号は同期検波により復調され、復調データ系列  $\{\hat{d}_i\}$  が生成される。 $\{\hat{d}_i\}$  は次式において硬判定され、受信符号化データが取り出された硬判定データ系列  $\{\hat{\delta}_i\}$  となる。

$$\hat{\delta}_i = \frac{1}{2} \{1 - \text{sign}(\hat{d}_i)\} \quad (3.8)$$

ここで、再符号化データ系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  は送信符号化データ系列を再生したものであり、ま

た硬判定データ系列  $\{\hat{\delta}_i\}$  は受信符号化データを取り出したものであるため、両データ系列を比較することで次式にて擬似 BER  $p_p(i)$  を計算することができる。

$$p_p(i) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \left( \hat{\delta}_{i+l} \oplus \tilde{\delta}_{i+l} \right) \quad (3.9)$$

ここで、 $\oplus$  は mod 2 計算を表す。もし復号データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  に誤りがなければ、算出された擬似 BER 値は硬判定データ系列  $\{\hat{\delta}_i\}$  の真の BER 値と等しくなる。したがって、受信信号が遮断されていない場合、擬似 BER は AWGN 環境下における BPSK 変調時の理論 BER に一致すると考えられる。また受信信号が遮断されていた場合は、受信信号は雑音のみであるため BER は 0.5 になると考えられる。この差を用いることで、受信信号から遮断の有無を推定することができる。固定の閾値  $p_{th}$  を設定し、次式により遮断推定情報  $\hat{h}_i$  を求める。

$$\hat{h}_i = \begin{cases} 1 & (p(i) \leq p_{th}) \\ 0 & (p(i) > p_{th}) \end{cases} \quad (3.10)$$

これにより得られた遮断推定情報  $\hat{h}_i$  を復調データ  $\hat{d}_i$  に乗算することで、重みづけされた復調データ  $\tilde{d}_i$  を生成する。これにより最大比合成が実現される。最後に、 $\tilde{d}_i$  は図 3.2 における受信機と同様の手順でビタビ復号され、最終的な受信情報データ系列  $\{\tilde{b}_i\}$  が出力される。

## 3.6 結言

本章では、従来の符号化率 1/2 の畳込み符号と時間ダイバーシチによる遮断回避システムを説明した。次章では、AWGN 通信路において BER 特性が良好とされる低符号化率の畳込み符号の、遮断環境下における BER 特性を検討する。



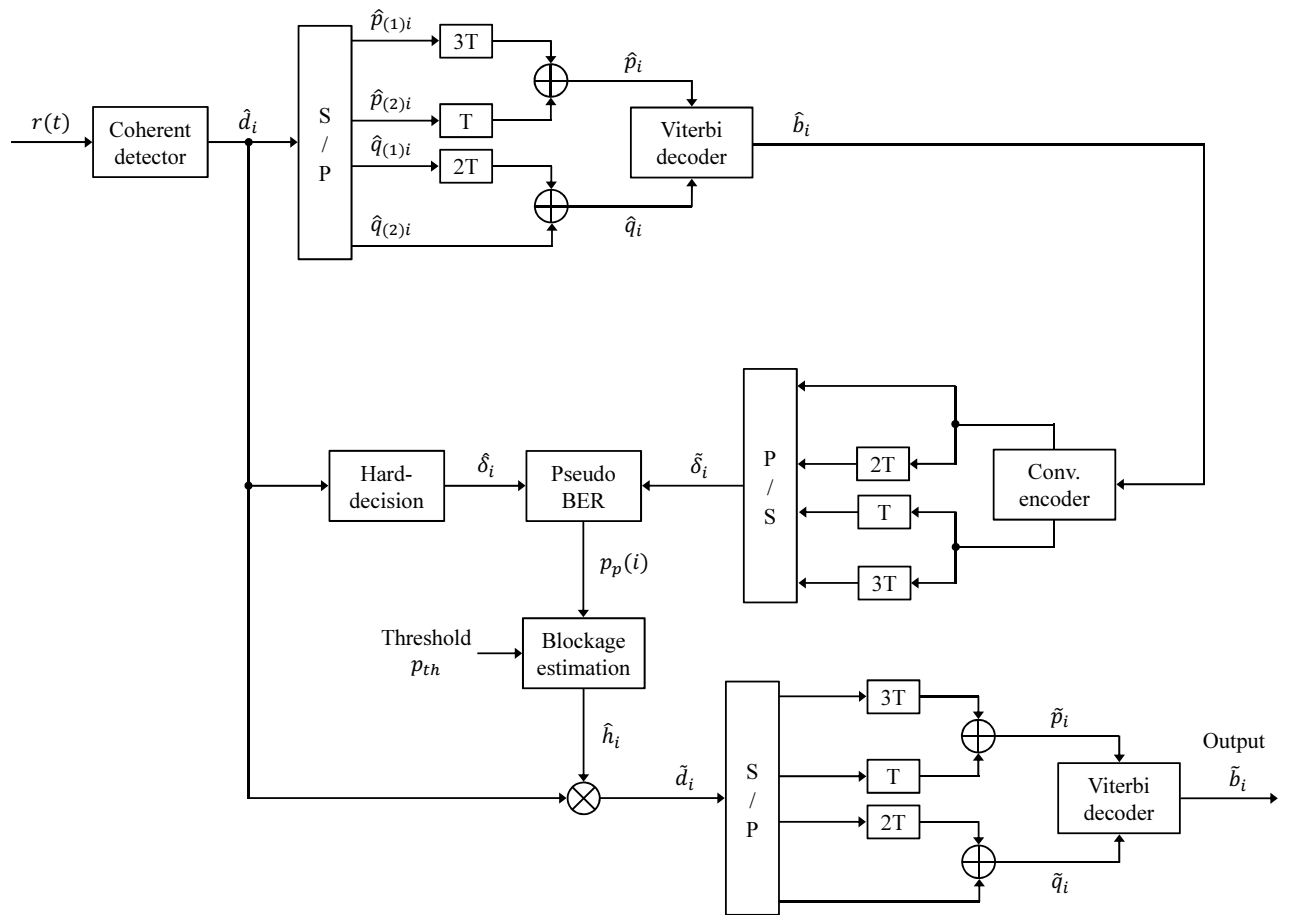


図 3.6: 遮断推定を導入した従来方式の受信機構成

## 第 4 章

# 遮断環境下における低符号化率符号の特性

### 4.1 序論

前章では、符号化率  $1/2$  の畳込み符号と時間ダイバーシチによる遮断回避システムを説明した。しかし、一般に AWGN 通信路における畳込み符号では符号化率は低いほど BER 特性は良好とされるが、ヘリコプター衛星通信特有の周期的遮断環境における特性検討はなされていない。

本章では、遮断環境下での低符号化率符号の BER 特性を評価する。まず第 2 節で低符号化率の符号の特性について説明する。第 3 節では、等利得合成法を用いた従来方式 1 に対して、低符号化率の畳込み符号を用いた方式を検討する。第 4 節では、従来方式 1 に対して低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを併用した方式を検討する。

### 4.2 低符号化率の畳込み符号の特性

誤り訂正符号の一つである畳込み符号は、現情報データのみでなく過去の情報データも用いて符号系列を得る符号であり、情報データ系列と符号化データ系列の対応が逐次的である。また、その復号にはビタビ復号法が用いられる [6]。

畳込み符号におけるパラメータには拘束長  $K$  と符号化率  $R$  があり、拘束長は符号系列を決定する上で要する現在および過去の情報ビットへの依存長を表し、符号化率は符号化器への入力ビット数と符号化器からの出力ビット数の比を表す。図 4.1 に従来方式で用いられる拘束長  $K = 7$ 、符号化率  $R = 1/2$  の畳込み符号化器を示す。符号化器は  $K - 1$  の遅延演算子により構成され、情報データ 1 ビットの入力に対し、符号化データは 2 ビット出力される。出力された各符号化データを  $p, q$  とすると生成多項式は次式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} p(D) &= 1 \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^5 \oplus D^6 \\ q(D) &= 1 \oplus D^1 \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^6 \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

ここで、図 4.1 の符号化器による出力の符号化データは式 (3.1) で表される他に、mod2

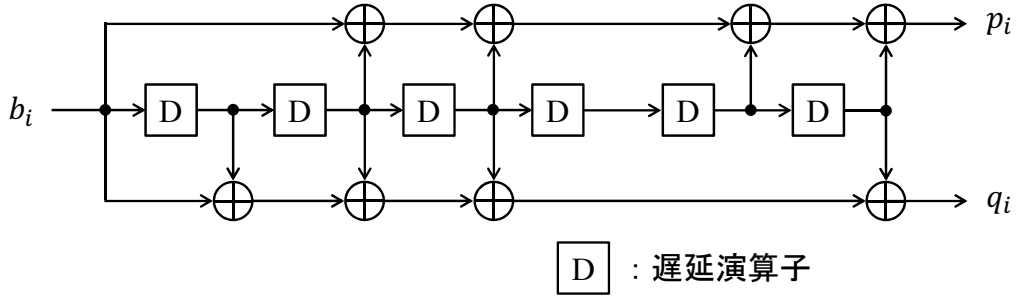


図 4.1: 拘束長  $K = 7$ , 符号化率  $R = 1/2$  の畳込み符号化器

加算器と入力および遅延演算子出力の接続の有無を 1, 0 の 2 進表記 (1111001, 1011011) し, その 8 進数である  $(171, 133)_8$  とも表現できる.

提案方式においては拘束長  $K = 7$ , そして従来より低符号化率である  $R = 1/4$  の畳込み符号を用いるため, 情報データ 1 ビットの入力に対し, 符号化データは 4 ビット出力される. ここで, 出力となる 4 つの符号多項式は参考文献 [7] に基づいて  $(171, 155, 127, 113)_8$  および  $(173, 167, 135, 111)_8$  の 2 通りを考慮した. 以下,  $(171, 155, 127, 113)_8$  に基づく畳込み符号を “code A”,  $(173, 167, 135, 111)_8$  に基づく畳込み符号を “code B” と称す. code A において出力される符号化データを  $c_{A0}, c_{A1}, c_{A2}, c_{A3}$  とすると, その生成多項式は次式で表せる.

$$\left. \begin{aligned} c_{A0}(D) &= 1 \oplus D^1 \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^6 \\ c_{A1}(D) &= 1 \oplus D^1 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^6 \\ c_{A2}(D) &= 1 \oplus D^2 \oplus D^4 \oplus D^5 \oplus D^6 \\ c_{A3}(D) &= 1 \oplus D^3 \oplus D^5 \oplus D^6 \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

また, code B において出力される符号化データを  $c_{B0}, c_{B1}, c_{B2}, c_{B3}$  とすると, その生成多項式は次式で表せる.

$$\left. \begin{aligned} c_{B0}(D) &= 1 \oplus D^1 \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^5 \oplus D^6 \\ c_{B1}(D) &= 1 \oplus D^1 \oplus D^2 \oplus D^4 \oplus D^5 \oplus D^6 \\ c_{B2}(D) &= 1 \oplus D^2 \oplus D^3 \oplus D^4 \oplus D^6 \\ c_{B3}(D) &= 1 \oplus D^3 \oplus D^6 \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

図 4.2 に符号化率  $1/2$  および  $1/4$  の畳込み符号を用いた場合の AWGN 通信路における BER 特性を示す. 全体的に低符号化率の畳込み符号化の方が良好な特性を示しており, code A, B とともに  $\text{BER} = 10^{-5}$  においては約 0.5dB 特性が良好である. これより, 低符号化率の畳込み符号化を用いるヘリコプター衛星通信における遮断回避システムを提案し, 更なる BER 特性の改善を図る.

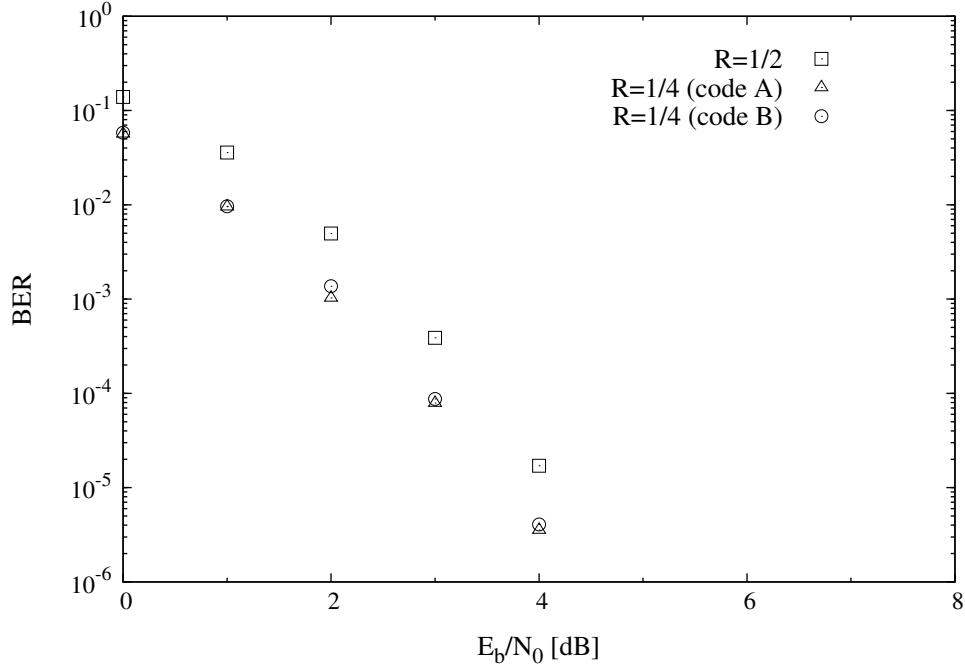


図 4.2: AWGN 環境下における符号化率ごとの BER 特性

## 4.3 検討モデル 1

### 4.3.1 送受信機構成

符号化率 1/4 の畳込み符号を用いる場合、1 ビットの情報データに対し符号化データが 4 ビットとなり従来の 2 倍のデータ量となる。したがって、従来と同様に変調方式に BPSK を用いる場合に同帯域幅かつ同伝送速度での通信を達成するためには、同一の符号化データ間に対して時間ダイバーシチ処理を施せない。

従来方式 1 に対して低符号化率の畳込み符号を用いた検討モデルの等価低域系を図 4.3 に示す。情報データ系列  $\{b_i\}$  は符号化率 1/4 の畳込み符号化により、符号化系列  $\{c_{(0)i}\}$ ,  $\{c_{(1)i}\}$ ,  $\{c_{(2)i}\}$ ,  $\{c_{(3)i}\}$  となる。それぞれに遅延時間  $0, T/2, T, 3T$  を与え、並直列変換により 4 倍のデータ速度の送信データ系列  $\{d_i\}$  に変換する。 $\{d_i\}$  は次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} d_{4i} &= c_{(0)i} \\ d_{4i+1} &= c_{(1)i-2m} \\ d_{4i+2} &= c_{(2)i-m} \\ d_{4i+3} &= c_{(3)i-3m} \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

送信データ系列  $\{d_i\}$  は BPSK 変調され、各時間ダイバーシチデータに対応する送信信号は次式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} s(4iT_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jc_{(0)i}\pi) \\ s((4i+1)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jc_{(1)i-2m}\pi) \\ s((4i+2)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jc_{(2)i-m}\pi) \\ s((4i+3)T_s) &= \sqrt{E_s} \text{epx}(-jc_{(3)i-3m}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

送信信号は通信路にてブレードによる周期的遮断の影響を受け，受信機にて AWGN が付加される．受信側では，受信信号  $r(t)$  を同期検波した後，直並列変換し各系列間に遅延時間を与えて時間を揃え，最後に，軟判定データ系列  $\{\hat{c}_{(0)i}\}$ ,  $\{\hat{c}_{(1)i}\}$ ,  $\{\hat{c}_{(2)i}\}$ ,  $\{\hat{c}_{(3)i}\}$  をビタビ復号することで受信データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  を得る．

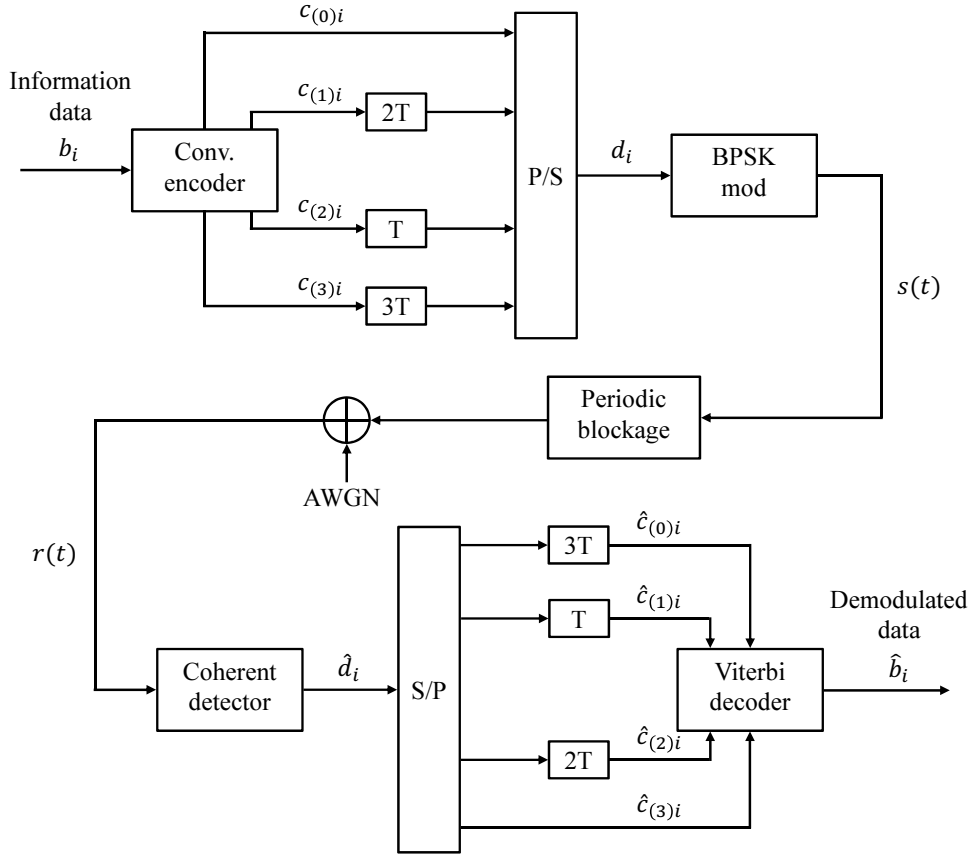


図 4.3: 低符号化率の畳込み符号を用いた検討モデル

### 4.3.2 計算機シミュレーション結果と考察

シミュレーション条件を表 4.1 に示す．表 4.1 の条件のもとでのシミュレーションから得られた BER 特性結果を図 4.4, 4.5 に示す．

両遮断率において， $E_b/N_0 = 0 \sim 5[\text{dB}]$  においては本検討モデルの方が良好な BER 特性を示すが， $E_b/N_0 = 6[\text{dB}]$  以降では従来方式 1 の方が良好な特性を示し，図 4.2 で示されたような低符号化率の畳込み符号化による大幅な BER 特性の改善は見られない．これは，低符号化率の畳込み符号化を用いることで生じる符号化データの増加によって，従来方式 1 と同帯域幅かつ同伝送速度を達成するには，同一の符号化データ間に対して時間ダイバーシチ処理を施せなかったことが原因と考えられる．そこで，次節にて 1 シンボルに 2 ビット分の情報を乗せる QPSK(quadrature phase shift keying) を変調方式を用いて，従来方式 1 と同帯域幅かつ同伝送速度を達成しつつ，低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを導入した方式を検討する．

表 4.1: シミュレーション条件

伝送速度	$R_b = 3600\text{bps}$
変調方式	BPSK
復調方式	同期検波
符号化方式	畳込み符号・ビタビ復号
符号化率	1/4
	code A : $(171, 155, 127, 113)_8$
	code B : $(173, 167, 135, 111)_8$
拘束長	7
遮断繰返し周期	$T_p = 38.8\text{ms}$
遮断率	$\rho = 0.086, 0.321$

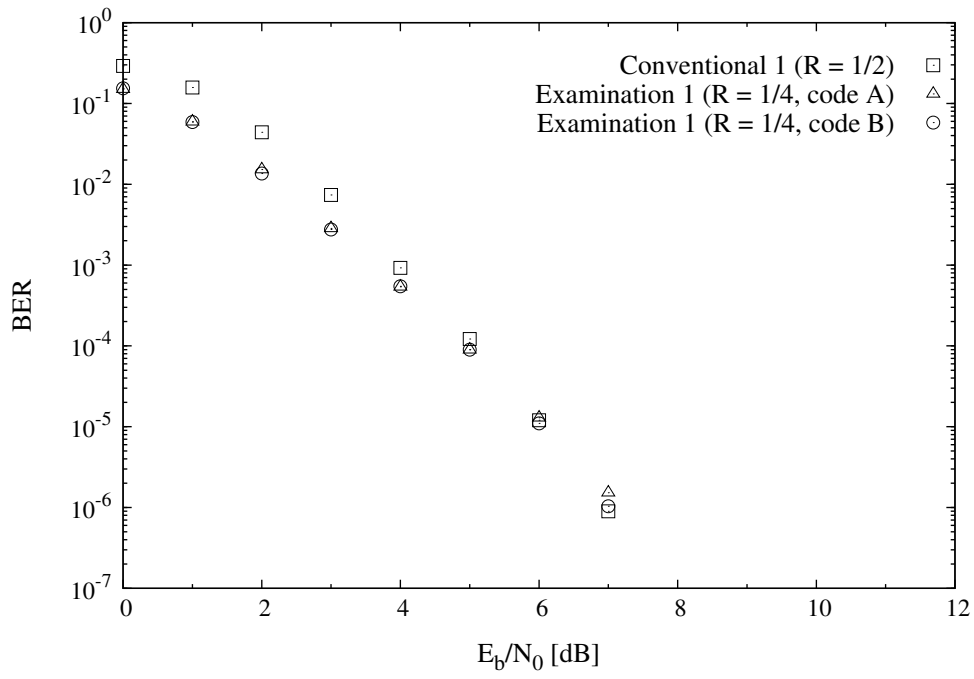


図 4.4: 符号化率ごとの BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ )

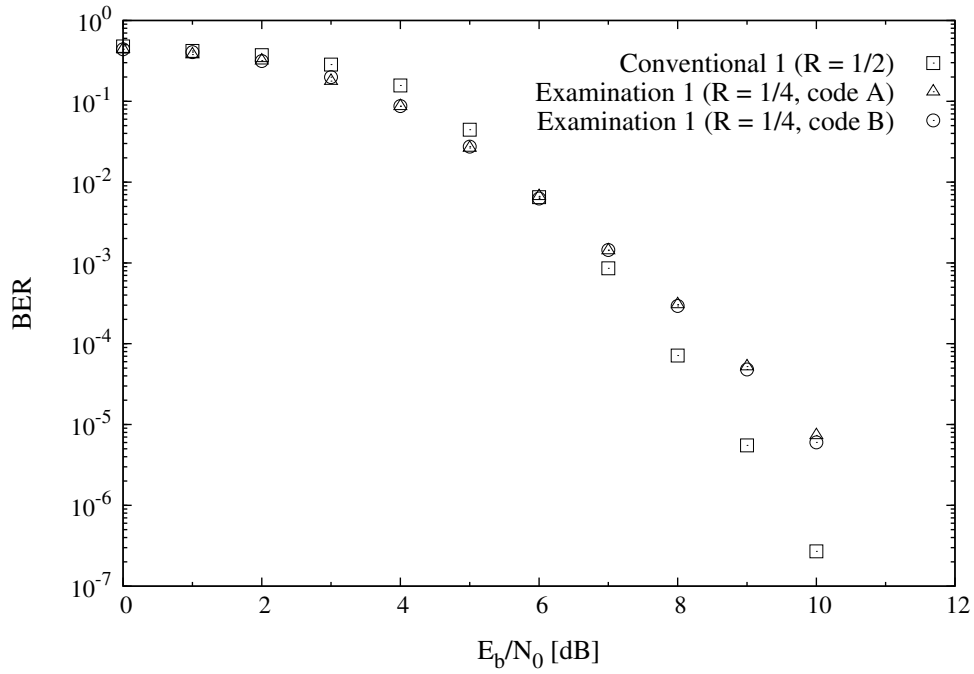


図 4.5: 符号化率ごとの BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ )

## 4.4 検討モデル2

### 4.4.1 送受信機構成

検討モデル1において変調方式に QPSK を用いて 1 シンボルに 2 ビットの情報をのせることで、低符号化率の符号を用いた場合にも従来と同帯域幅かつ同伝送速度を達成しつつ、同一の符号化データ間に対して時間ダイバーシチ処理を施せる。

従来方式1に対して低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを用いた検討モデルの等価低域系を図4.6に示す。情報データ系列  $\{b_i\}$  は符号化率  $1/4$  の畳込み符号化により符号化系列  $\{c_{(0)i}\}$ ,  $\{c_{(1)i}\}$ ,  $\{c_{(2)i}\}$ ,  $\{c_{(3)i}\}$  となる。ここで、2 ビットの符号化データをもつ符号シンボルを、 $C_{1i} = (c_{(0)i}, c_{(1)i})$  および  $C_{2i} = (c_{(2)i}, c_{(3)i})$  と定義する。それぞれの符号シンボル系列には遅延時間差  $0, T/2, T, 3T$  が与えられ、送信時間ダイバーシチシンボル系列  $\{C_{1(1)i}\}$ ,  $\{C_{1(2)i}\}$ ,  $\{C_{2(1)i}\}$ ,  $\{C_{2(2)i}\}$  は並直列変換により 4 倍のデータ速度の送信シンボル系列  $\{d_i\}$  となり、次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} d_{4i} &= C_{1(1)i} = (c_{(0)i}, c_{(1)i}) \\ d_{4i+1} &= C_{1(2)i} = (c_{(0)i-2m}, c_{(1)i-2m}) \\ d_{4i+2} &= C_{2(1)i} = (c_{(2)i-m}, c_{(3)i-m}) \\ d_{4i+3} &= C_{2(2)i} = (c_{(2)i-3m}, c_{(3)i-3m}) \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

送信シンボル系列  $\{d_i\}$  は、QPSK 変調により次式で表される 4 倍のデータ速度の送信信号となる。

$$\left. \begin{aligned} s(4iT_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(0)i} + jc_{(1)i}) \\ s((4i+1)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(0)i-2m} + jc_{(1)i-2m}) \\ s((4i+2)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(2)i-m} + jc_{(3)i-m}) \\ s((4i+3)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(2)i-3m} + jc_{(3)i-3m}) \end{aligned} \right\} \quad (4.7)$$

これにより、同一の符号化データ間に対して時間ダイバーシチ処理を施すことができる。送信信号は通信路にてブレードによる周期的遮断、受信機にて AWGN の影響を受け、式(2.7)で表される受信信号  $r(t)$  となる。受信信号は同期検波され復調シンボル系列  $\{\hat{d}_i\}$  となり、直並列変換により送信時間ダイバーシチシンボル系列  $\{C_{1(1)i}\}$ ,  $\{C_{1(2)i}\}$ ,  $\{C_{2(1)i}\}$ ,  $\{C_{2(2)i}\}$  に対応する受信時間ダイバーシチデータ系列  $\{\hat{C}_{1(1)i}\}$ ,  $\{\hat{C}_{1(2)i}\}$ ,  $\{\hat{C}_{2(1)i}\}$ ,  $\{\hat{C}_{2(2)i}\}$  を得る。各系列間には送信側で設けられた遅延時間差があるため、それを解消するためにそれぞれに遅延時間を与え時間を揃える。次式のように同一シンボルを等利得合成し、軟判定シンボル系列  $\{\hat{C}_{1i}\}$ ,  $\{\hat{C}_{2i}\}$  を得る。



$$\left. \begin{aligned} \hat{C}_{1i} &= \hat{C}_{1(1)i-3m} + \hat{C}_{1(2)i-m} \\ \hat{C}_{2i} &= \hat{C}_{2(1)i-2m} + \hat{C}_{2(2)i} \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

このとき，軟判定シンボル系列は  $\hat{C}_{1i} = (\hat{c}_{(0)i}, \hat{c}_{(1)i})$  および  $\hat{C}_{2i} = (\hat{c}_{(2)i}, \hat{c}_{(3)i})$  となる．最後に，軟判定シンボル系列をビタビ復号することで受信データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  を得る．

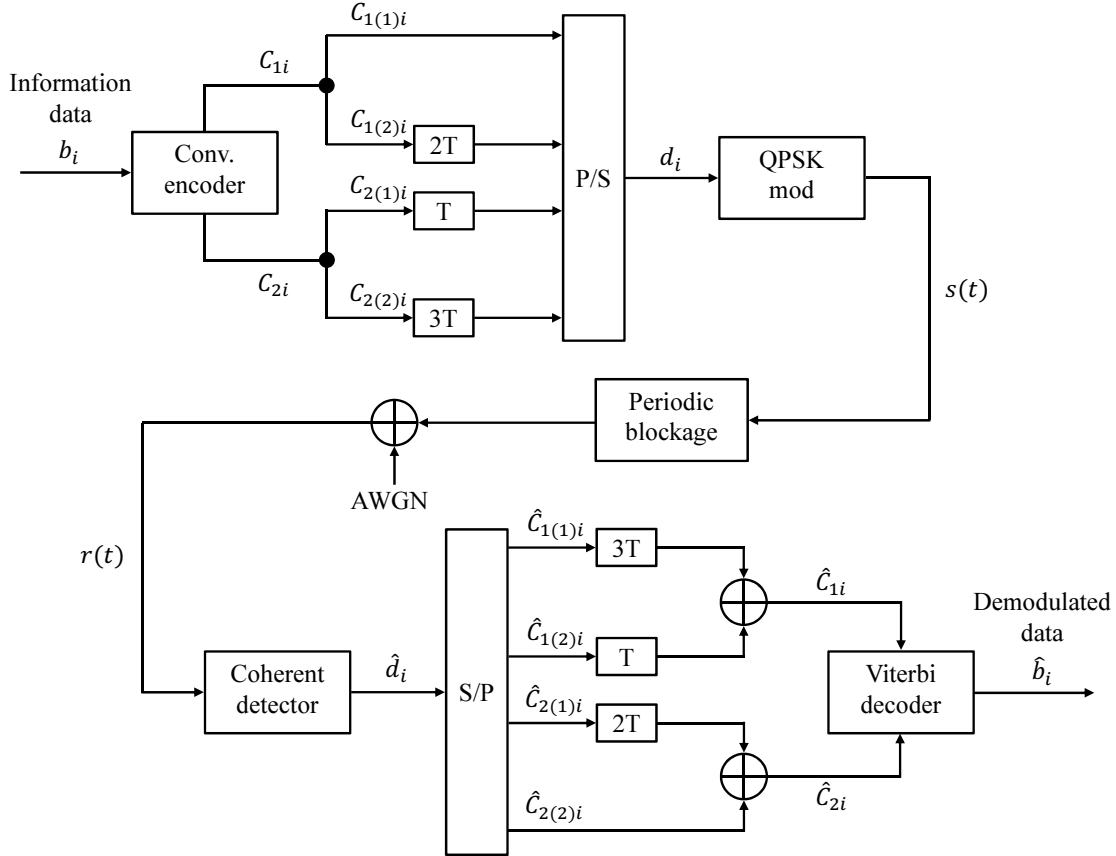


図 4.6: 低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを用いた検討モデル

#### 4.4.2 計算機シミュレーション結果と考察

本検討モデルでは，表 4.1 のシミュレーション条件において変調方式を QPSK とした．BER 特性結果を図 4.7，4.8 に示す．

両遮断率において本検討モデルの方が従来方式 1 に比べ BER 特性が改善されていることが分かる．遮断率 8.6%，32.1% とともに  $\text{BER} = 10^{-6}$  において，code A では約 0.3dB，code B では約 0.2dB の特性改善が見られる．これは，時間ダイバーシチの導入により遮

断の影響を軽減し，かつ低符号化率の畳込み符号による強力な誤り訂正能力を達成できたことによると考えられる．

## 4.5 結言

本章では，遮断環境下における低符号化率符号の特性を検討した．その結果，QPSK 変調により低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを併用する検討モデル 2 では，遮断環境下においても低符号化率符号の方が良好な BER 特性を示すことが分かった．次章では，最大比合成法を実現した従来方式 2 に対し，低符号化率の畳込み符号を適用した方式を提案し，その特性を検討した．

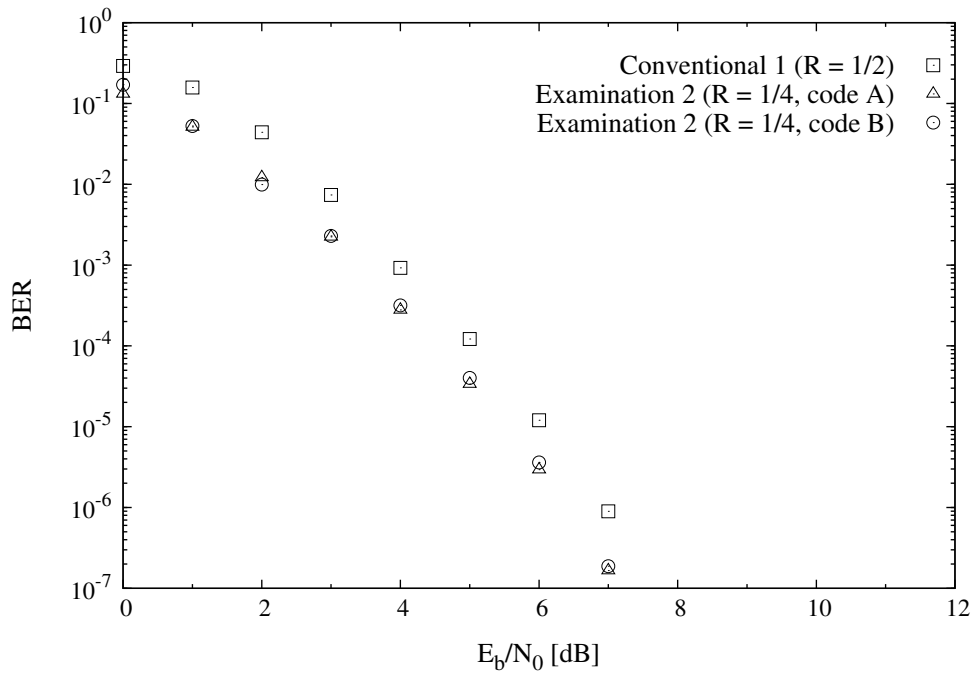


図 4.7: 符号化率ごとの BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ )

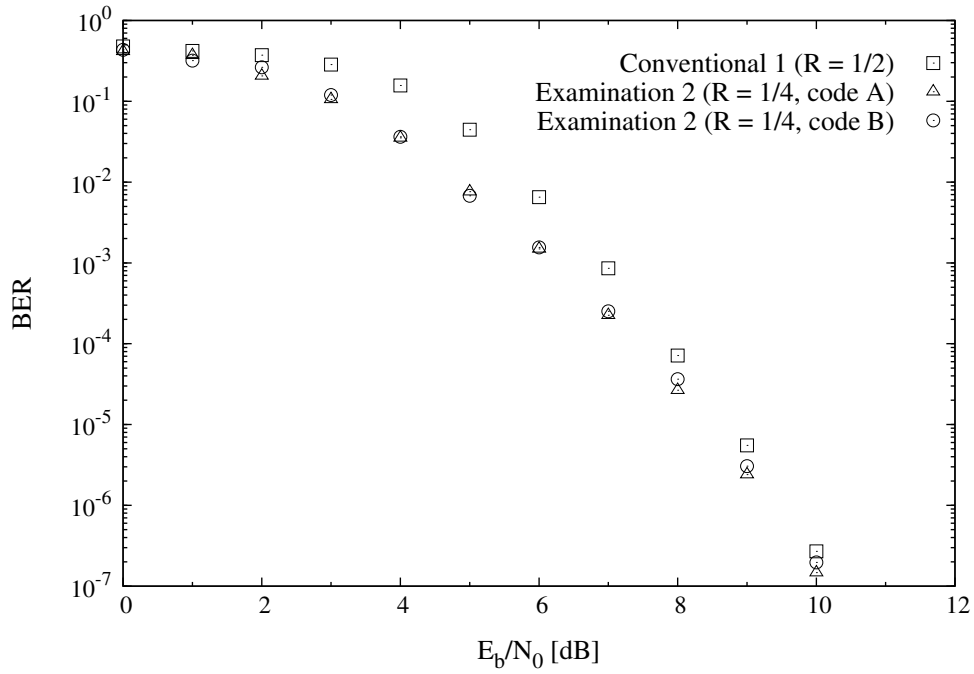


図 4.8: 符号化率ごとの BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ )

## 第 5 章

# 遮断推定を導入した提案方式

### 5.1 序論

前章では，等利得合成法を用いた遮断回避システムにおいて，符号化率  $1/4$  の畳込み符号を適用した場合，符号化率  $1/2$  の時よりも BER 特性が良好となることを確認した．しかし一般には，受信側でのダイバーシチ合成法では等利得合成法より最大比合成法の方が BER 特性が良好であることが知られている [4]．

本章では，最大比合成法を用いた従来方式 2 に対して低符号化率符号を適用し，その BER 特性を検討する．また，擬似 BER を用いる遮断推定法では，遮断中は遮断外に比べ BER 特性が劣化することを利用して閾値を設定し，この閾値を基準にそれよりも擬似 BER 値が大きいか小さいかを比較することで遮断の有無を推定する．つまり，この閾値の設定の仕方が遮断推定の精度および BER 特性に影響を及ぼすと考えられるが，文献 [3] においては閾値に関する検討がされていなかった．このため本研究では，BER 特性を最小にするという意味で最適な閾値も検討した．第 2 節では従来方式 2 に対して低符号化率の畳込み符号を適用した提案方式を示す．第 3 節では計算機シミュレーション結果および考察を述べる．

### 5.2 提案方式

図 5.1 に従来方式 2 に対して符号化率  $1/4$  の畳込み符号を適用した提案方式の等価低域系を示す．送信機，通信路に関しては第 4 章 4.4 節での検討モデル 2(図 4.6) を用いる．

まず，通信路にて遮断と雑音の影響を受けた受信信号  $r(t)$  は次式で表せる．

$$\left. \begin{aligned} r(4iT_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(0)i} + jc_{(1)i})h(4iT_s) + n(4iT_s) \\ r((4i+1)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(0)i-2m} + jc_{(1)i-2m})h((4i+1)T_s) + n((4i+1)T_s) \\ r((4i+2)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(2)i-m} + jc_{(3)i-m})h((4i+2)T_s) + n((4i+2)T_s) \\ r((4i+3)T_s) &= \sqrt{\frac{E_s}{2}}(c_{(2)i-3m} + jc_{(3)i-3m})h((4i+3)T_s) + n((4i+3)T_s) \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

受信信号は図 4.6 における受信機と同様の手順で復調，ビタビ復号化され，復号データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  となる．その後， $\{\hat{b}_i\}$  は図 4.6 における送信機から QPSK 変調処理を除く同様の手順で再符号化され，再符号化シンボル系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  が生成される．ここで，再符号化シンボル系列は同相成分と直交成分により， $\tilde{\delta}_i = (\tilde{\delta}_{(R)i}, \tilde{\delta}_{(I)i})$  と定義できる．

ここで，復号データ系列  $\{\hat{b}_i\}$  は全て正しく復号されたと仮定すると， $\{\hat{b}_i\}$  は送信側における情報データ系列  $\{b_i\}$  と等しくなる．したがって，その再符号化シンボル系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  は送信機における送信シンボル系列  $\{d_i\}$  と一致する．つまり，この再符号化処理によって送信符号化データに相当するデータを受信側において再生することが可能となる．

一方で，同期検波された受信信号の復調シンボル系列  $\{\hat{d}_i\}$  は，次式において硬判定され，受信符号化データが取り出された硬判定シンボル系列  $\{\hat{\delta}_i\}$  となる．ここで，硬判定シンボル系列は  $\hat{\delta}_i = (\hat{\delta}_{(R)i}, \hat{\delta}_{(I)i})$  と定義される．

$$\left. \begin{aligned} \hat{\delta}_{(R)i} &= \frac{1}{2}\{1 - \text{sign}(\text{Re}[\hat{d}_i])\} \\ \hat{\delta}_{(I)i} &= \frac{1}{2}\{1 - \text{sign}(\text{Im}[\hat{d}_i])\} \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

ここで，再符号化シンボル系列  $\{\tilde{\delta}_i\}$  は送信符号化データを再生したものであり，また硬判定シンボル系列  $\{\hat{\delta}_i\}$  は受信符号化データを取り出したものであるため，両シンボル系列を比較することで擬似 BER を観測できる．時刻  $i$  の受信信号に対する擬似 BER は，時刻  $(i-L)$  から  $(i+L)$  までの計  $(2L+1)$  個の受信信号をサンプルにとり，その再符号化シンボル系列と硬判定シンボル系列を比較することで次式にて計算される．

$$p_{PBER}(i) = \frac{1}{2(2L+1)} \sum_{l=-L}^L \left( (\hat{\delta}_{(R)i+l} \oplus \tilde{\delta}_{(R)i+l}) + (\hat{\delta}_{(I)i+l} \oplus \tilde{\delta}_{(I)i+l}) \right) \quad (5.3)$$

また，低符号化率の畳込み符号を用いる本提案方式では，送信信号は QPSK 変調されているため，擬似 SER を計算することで遮断推定を行うことも可能である．再符号化シンボル系列と硬判定シンボル系列を比較し，両成分とも一致した場合にはシンボル誤り  $\dot{\delta}_i$  を 0，少なくとも一方の成分が一致しない場合には  $\dot{\delta}_i$  を 1 とし次式にて擬似 SER を計算する．

$$p_{PSER}(i) = \frac{1}{2L+1} \sum_{l=-L}^L \left( \dot{\delta}_{i+l} \right) \quad (5.4)$$

$$\dot{\delta}_i = \begin{cases} 0 & (\hat{\delta}_{(R)i} \oplus \tilde{\delta}_{(R)i} = \hat{\delta}_{(I)i} \oplus \tilde{\delta}_{(I)i} = 0) \\ 1 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (5.5)$$

ここで、ブレードによる遮断の影響を受けていない信号を受信した場合は、その擬似BERおよび擬似SERはAWGN通信路でのBER特性およびSER特性を示すと考えられる。また、遮断の影響を受けた信号を受信した場合は、受信信号は雑音のみであるためBERは0.5、SERは0.75になると考えられる。この遮断の有無による特性差に対して、閾値 $p_{th}$ を設定することで、式(3.10)によって受信信号から遮断の有無を推定することができる。これにより得られた遮断推定情報 $\hat{h}_i$ を最大比合成のための重みづけ係数とし、受信信号に乗算する。最後に、図4.6における受信機と同様の手順で復調、ビタビ復号し、最終的な受信情報データ系列 $\{\tilde{b}_i\}$ が出力される。

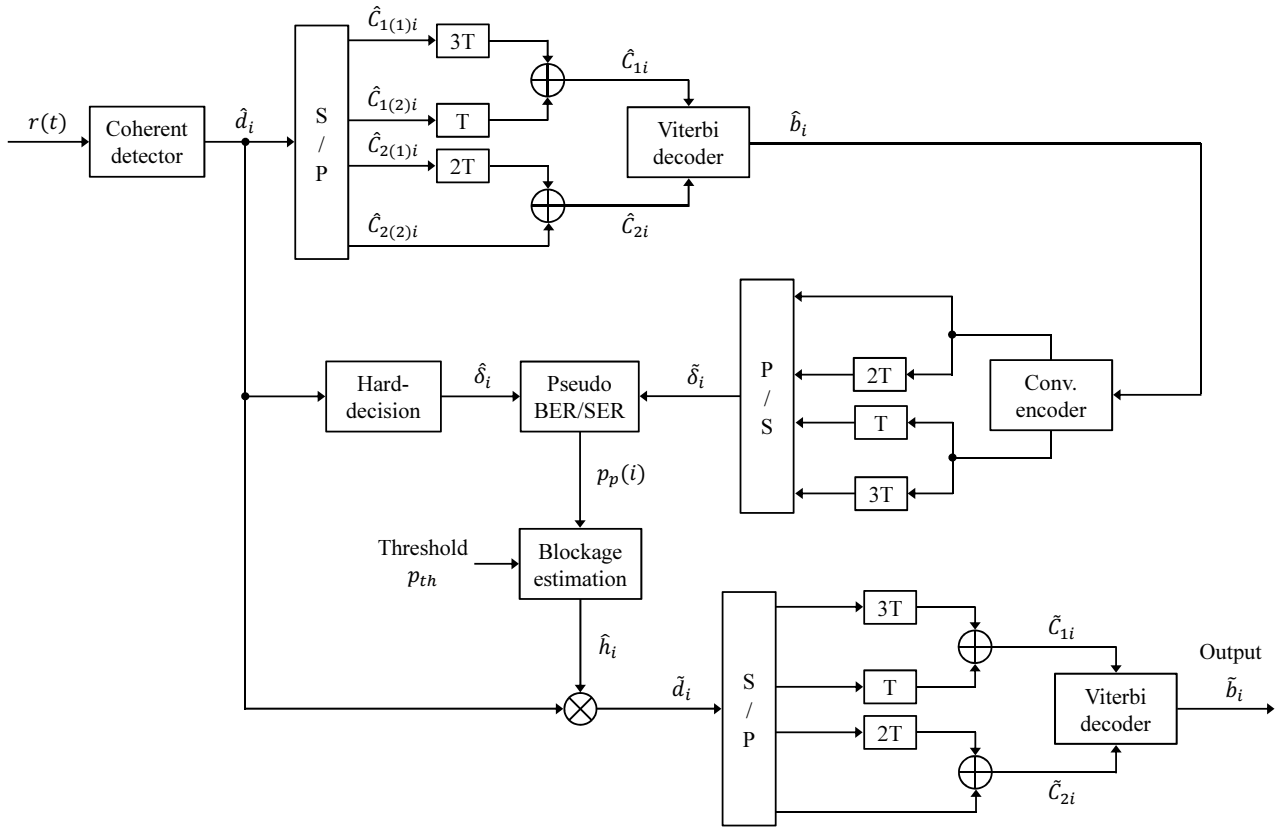


図 5.1: 遮断推定を導入した提案方式の受信機構成

## 5.3 計算機シミュレーション結果と考察

本提案方式では、表 4.1 のシミュレーション条件において変調方式を QPSK にして計算機シミュレーションを行った。遮断推定において擬似 BER および擬似 SER を計算する際には、遮断率 8.6%, 32.1% とともに  $L = 23$  に、つまり 47 シンボルの受信信号を観測した。また遮断推定情報を判定する際の閾値は、5.3.1 節における擬似 BER 特性および擬似 SER 特性に基づき可変させた。

### 5.3.1 擬似 BER 特性および擬似 SER 特性

各遮断率、畳込み符号に対応する擬似 BER 特性結果を図 5.2～5.5 に、擬似 SER 特性結果を図 5.6～5.9 に示す。

擬似 BER 特性では、遮断内では  $E_b/N_0$  が増加するにつれ特性が約 0.5 に収束し、遮断外では次式で表される AWGN 環境下での QPSK 信号のビット誤り率特性  $P_b$  に漸近している。

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{8N_0}} \quad (5.6)$$

ここで、 $E_b$  は 1 ビットの情報データ  $b_i$  のエネルギーであり、本提案方式では情報データ 1 ビットに対して 4 シンボルが送信されるため、1 シンボルに対する送信エネルギーは  $E_b/4$  となる。また、変調方式には QPSK が用いられており送信信号には 2 ビット分の情報が含まれるため、送信信号の各成分（同相成分および位相成分）に対する送信エネルギーは  $E_b/8$  となる。

これらの遮断内と遮断外での特性の差を用いて、擬似 BER を計算する場合には閾値を 0.5 以下の範囲で可変させ BER 特性を取得した。

また、擬似 SER 特性では、遮断内では  $E_b/N_0$  が増加するにつれ SER 特性が約 0.75 に収束し、遮断外では次式で表される AWGN 環境下での QPSK 信号のシンボル誤り率特性  $P_s$  に漸近している。

$$P_s = \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{8N_0}} - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \sqrt{\frac{E_b}{8N_0}} \quad (5.7)$$

ここで、 $E_b$  は 1 ビットの情報データ  $b_i$  のエネルギーであり、本提案方式では情報データ 1 ビットに対して 4 つの符号化データが生成され、それに伴い 4 つの送信信号が生成されるため、1 シンボルに対するエネルギーは  $E_b/4$  となる。

これらの遮断内と遮断外での特性の差を用いて、擬似 SER を計算する場合には閾値を 0.75 以下の範囲で可変させ BER 特性を取得した。

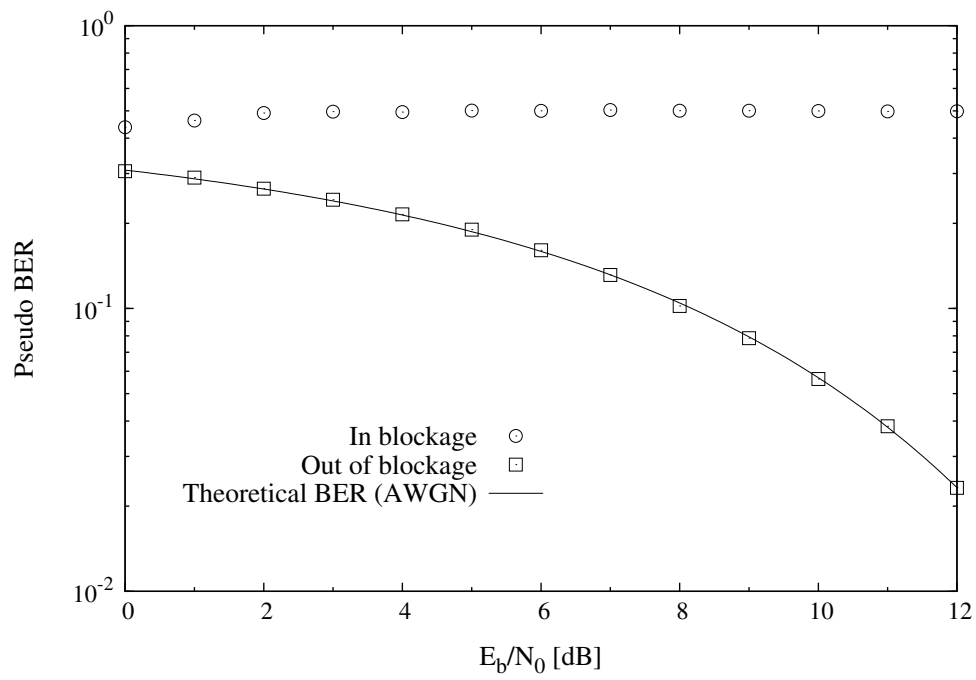


図 5.2: Pseudo BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code A)

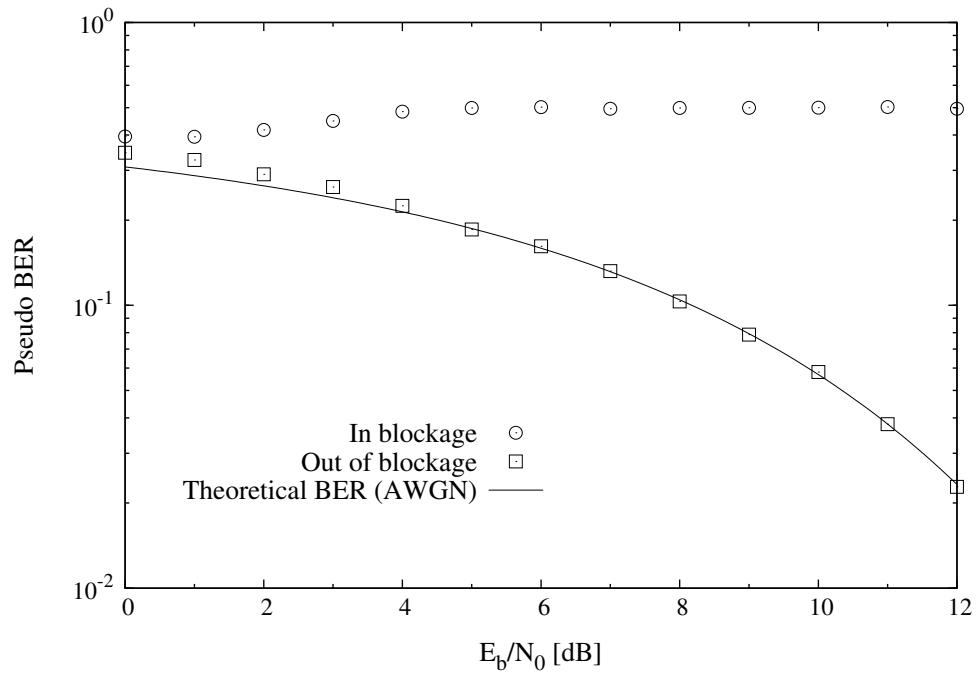


図 5.3: Pseudo BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code A)



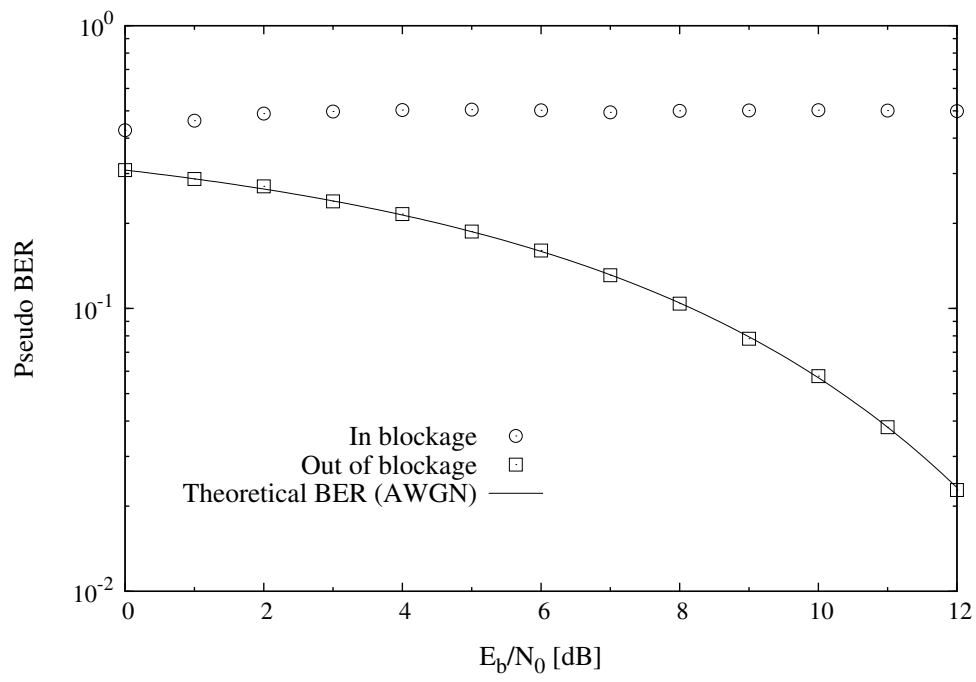


図 5.4: Pseudo BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code B)

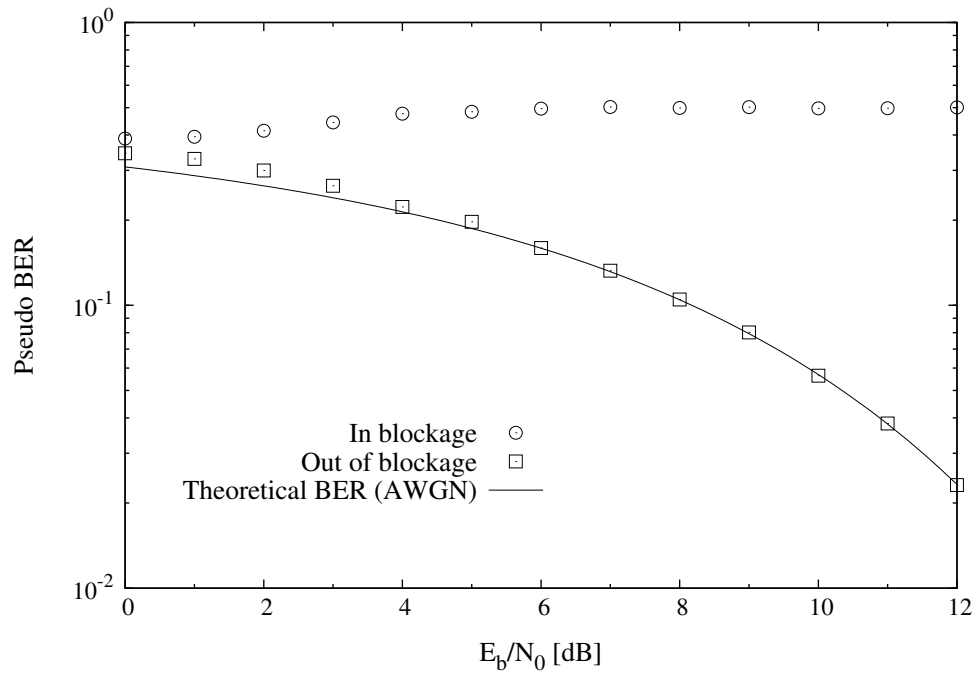


図 5.5: Pseudo BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code B)

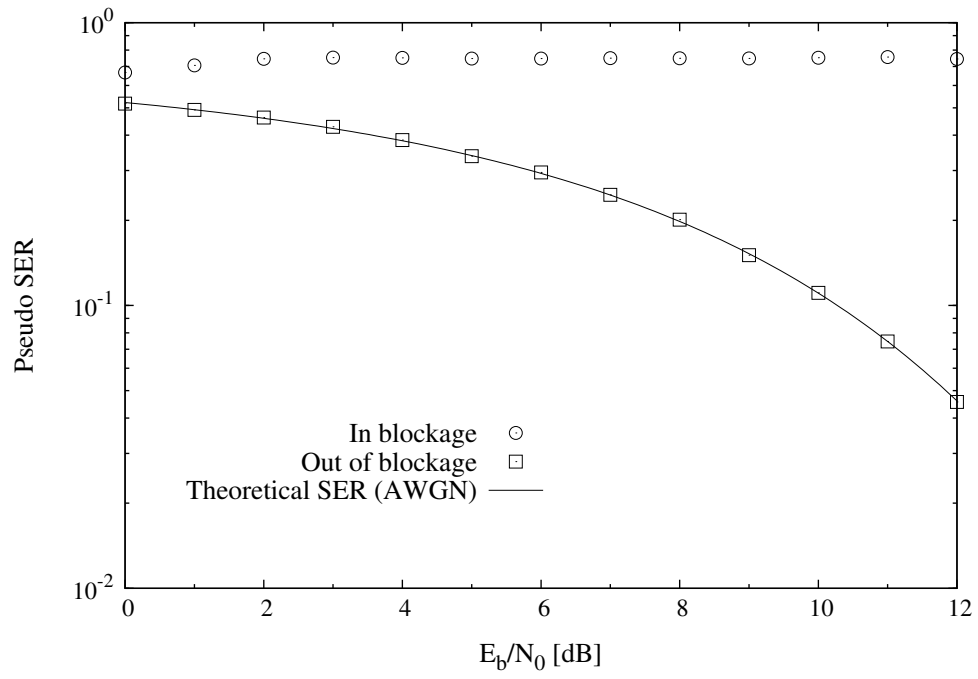


図 5.6: Pseudo SER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code A)

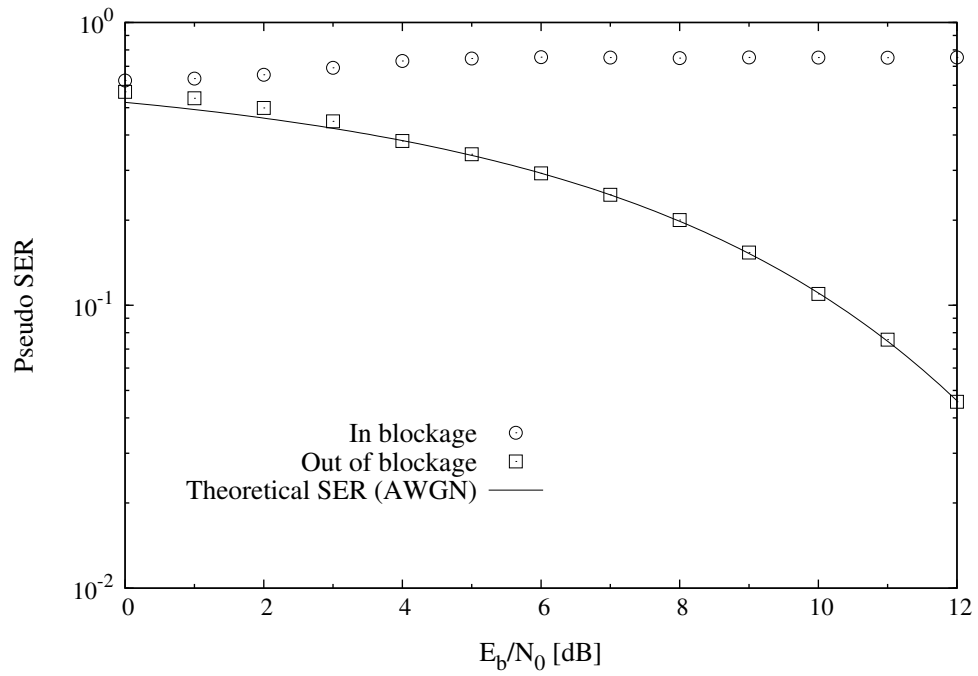


図 5.7: Pseudo SER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code A)

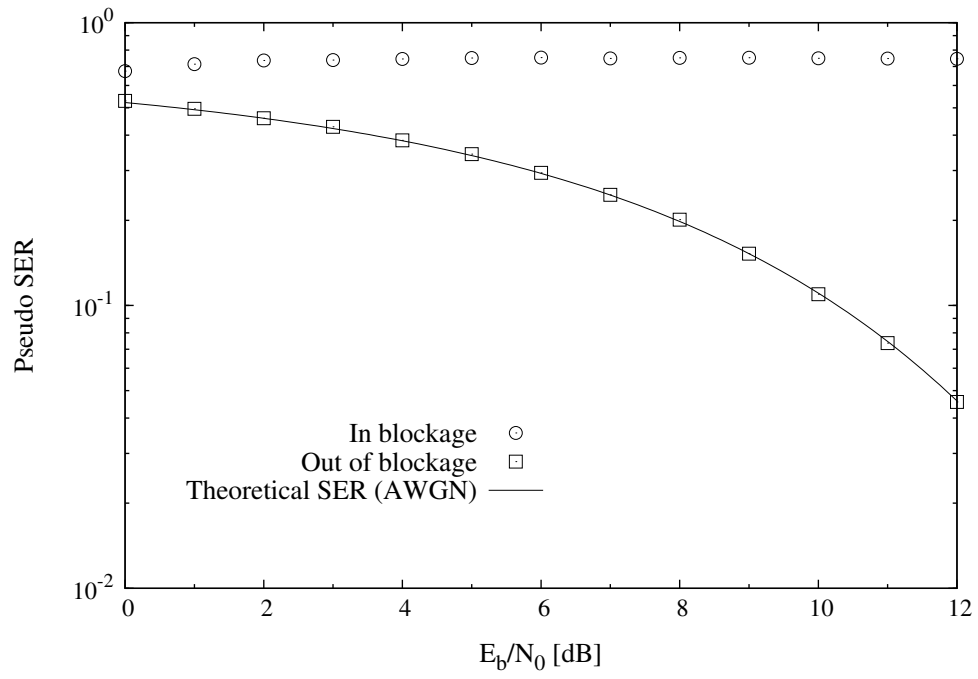


図 5.8: Pseudo SER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code B)

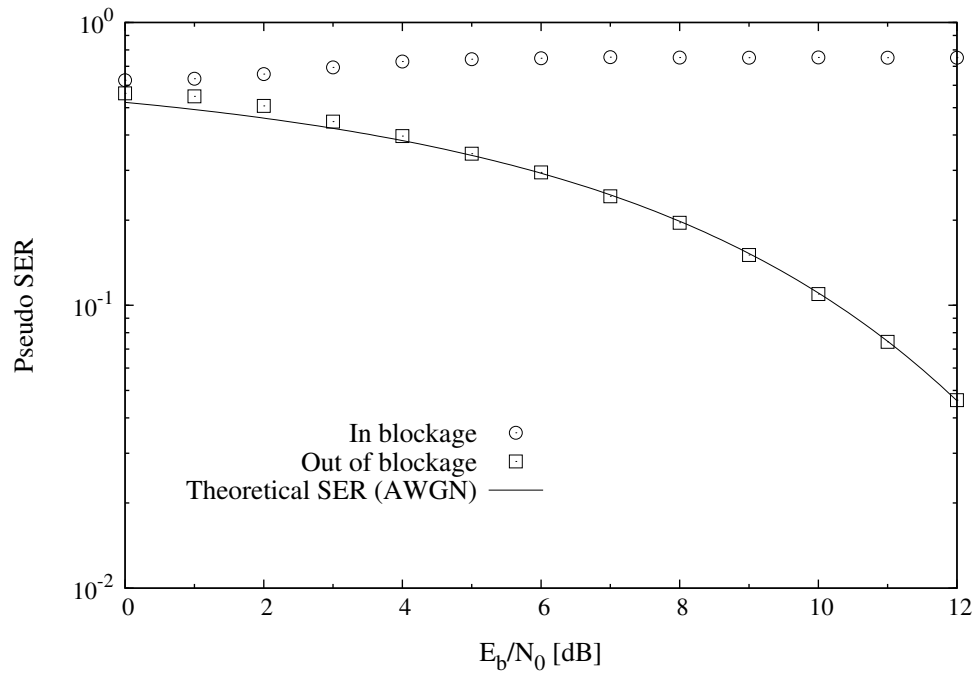


図 5.9: Pseudo SER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code B)

### 5.3.2 閾値と BER 特性の関係

本研究では擬似 BER および擬似 SER を用いて遮断推定を行う際の閾値の値に関する検討を行うため、5.3.1 節における閾値の条件において値を可変させて BER 特性を取得した。本提案方式での BER 特性を評価する際の基準として、理想的な最大比合成時の BER 特性を用いた。この理想的な最大比合成とは、通信路における遮断情報が既知で、受信側にて完全な最大比合成が達成された場合を示し、これ以上の特性を実現することはできない。理想的な最大比合成時の各 BER に対する  $E_b/N_0$  値を表 5.1 に、BER 特性を図 5.10 に示す。

また、本提案方式の計算機シミュレーション結果として、擬似 BER の計算に基づき最大比合成をした場合の各 BER 値に対する理想値からの劣化量を表 5.2～5.5 に、閾値ごとの BER 特性を図 5.11～5.14 に示す。また、擬似 SER を用いた場合の理想値からの劣化量を表 5.6～5.9 に、閾値ごとの BER 特性を図 5.15～5.18 に示す。

各表および図から、 $E_b/N_0$  の変化、つまりで通信路での雑音環境によって BER 特性を最小とするための最適な閾値が変化し、低  $E_b/N_0$  では遮断推定における閾値を高くとり、高  $E_b/N_0$  では閾値を低くとる方が BER 特性が良好となることが分かる。これは、通信路における雑音環境の変化によって遮断推定誤り特性が変化することが原因と考えられる。

ここで、遮断推定誤りには、遮断があるのにないと推定する「第 1 種の誤り」と、遮断がないのにあると推定する「第 2 種の誤り」の 2 通りがある。低  $E_b/N_0$  では受信信号電力が雑音電力に対して小さく、少しでも多くの信号を取り込んで復号することが望ましいため、遮断があると誤って判定し受信信号を切り捨ててしまう第 2 種の誤りを抑える必要がある。また、高  $E_b/N_0$  では、受信信号にほとんど誤りが生じず、遮断推定誤りによって信号を劣化させないことが望ましいため、遮断がないと誤って判定し受信信号に雑音を付加してしまう第 1 種の誤りを抑える必要がある。

ここで、遮断推定に擬似 BER を用いた場合の第 1 種の誤り特性を図 5.19 に、第 2 種の誤り特性を図 5.20 に示す。また、擬似 SER を用いた場合の第 1 種の誤り特性を図 5.21 に、第 2 種の誤り特性を図 5.22 に示す。これらの結果から、擬似 BER および擬似 SER の両手法において、第 1 種の誤りについては閾値を低くとるほど誤り特性が改善し、第 2 種の誤りについては閾値を高くとるほど誤り特性が改善することが分かる。したがって、低  $E_b/N_0$  では第 2 種の誤りを抑えるため閾値を高くとり、高  $E_b/N_0$  では第 1 種の誤りを抑えるため閾値を低くとることで BER 特性を改善できると考えられる。

### 5.3.3 符号による BER 特性の比較

本提案方式における符号化率 1/4 の畳込み符号には、第 4 章 4.2 節にて定義した code A および code B の 2 通りを用いたため、本節ではこれらの符号による BER 特性の比較を行った。

まず表 5.1 における理想的な最大比合成時での符号間の BER 特性差を比較する。両遮断率において理想値にはほとんど差はないが、遮断率 8.6% の場合は code A の方が良好な特性を示し、遮断率 32.1% の場合は誤り率の高い環境では code B の方が、誤り率の低い環境では code A の方が良好な特性を示すことが分かる。

次に、表 5.2～5.9 における本提案方式での符号間の BER 特性差を比較する。表 5.2 と 5.4、表 5.3 と 5.5 を比較すると、擬似 BER を用いた場合には、両遮断率ともに畳込み符号の違いによる理想値からの劣化量の差はほとんどないことが分かる。したがって、劣化量が等しい場合には元の理想値が良好なもの、つまり code A を符号化率 1/4 の畳込み符号化に用いる方がより良好な BER 特性を示すと考えられる。

### 5.3.4 擬似 BER および擬似 SER による BER 特性の比較

本提案方式における遮断推定法には擬似 BER および擬似 SER の 2 通りを用いたため、本節ではこれらの遮断推定の実現の方法による BER 特性の比較を行った。

まず、遮断率 8.6%、畳込み符号を code A とした場合（表 5.2 および 5.6）での理想値からの劣化量を比較する。各 BER 値における劣化量はほとんど等しいが、 $BER = 10^{-6}$  においては擬似 BER を用いた場合の方が擬似 SER を用いた場合より理想値に近づいていることが分かる。次に、遮断率 32.1%、符号を code B とした場合（表 5.5 および 5.9）を比較すると、各 BER 値における劣化量はほとんど等しいが、 $BER = 10^{-1}$  においては擬似 SER を用いた場合の方がより理想値に近づいていることが分かる。

これは、通信路における雑音環境の変化によって遮断推定誤り特性が変化することが原因と考えられる。擬似 BER および擬似 SER における第 1 種の誤り特性（図 5.19, 図 5.21）を比較すると、擬似 SER を用いた場合の方が遮断推定誤り率が高いことがわかる。したがって、高  $E_b/N_0$  においては擬似 BER の方が第 1 種の誤りを抑えられるため、BER 特性が良好となると考えられる。また、第 2 種の誤り特性（図 5.20, 図 5.22）を比較すると、擬似 BER を用いた場合の方が遮断推定誤り率が高いことがわかる。したがって、低  $E_b/N_0$  においては擬似 SER の方が第 2 種の誤りを抑えられるため、BER 特性が良好となると考えられる。

しかし、擬似 BER および擬似 SER による BER 特性の差は僅かであり、高  $E_b/N_0$  においては擬似 BER の方がより良好な BER 特性を示すことから、本提案方式においてはシステム構成が簡易である擬似 BER を用いた方が良いと考えられる。

表 5.1: 理想的な最大比合成による各 BER での所要  $E_b/N_0$  値

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$			
	code A		code B	
	$\rho = 0.086$	$\rho = 0.321$	$\rho = 0.086$	$\rho = 0.321$
$10^{-1}$	0.1	1.4	0.2	1.2
$10^{-2}$	1.6	3.0	1.7	2.9
$10^{-3}$	2.8	4.0	2.8	4.0
$10^{-4}$	3.8	5.0	3.8	5.0
$10^{-5}$	4.7	5.9	4.7	6.0
$10^{-6}$	5.3	6.8	5.5	6.9

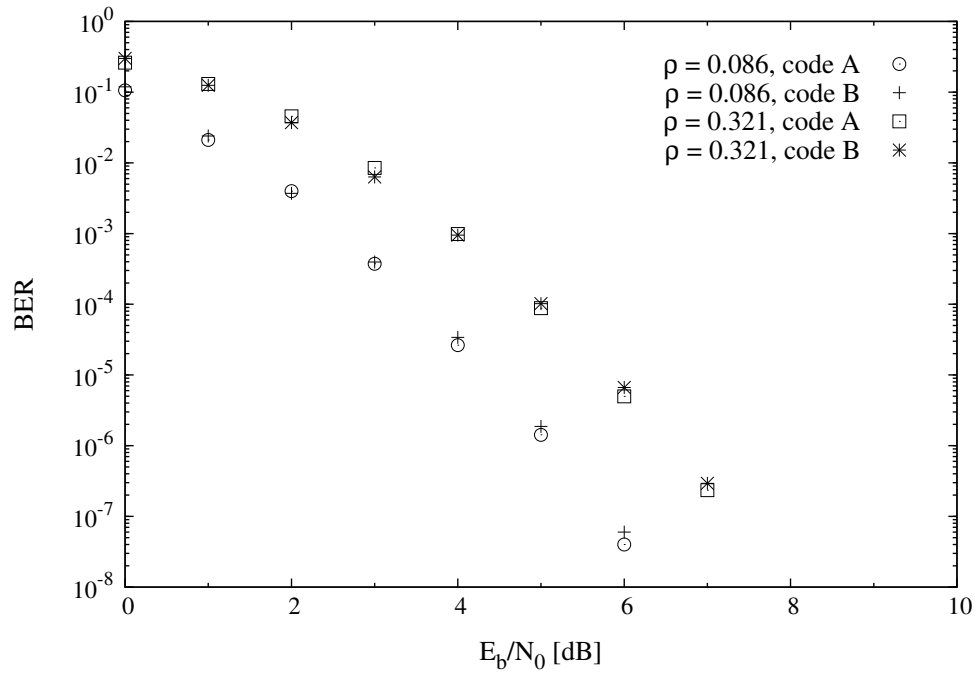


図 5.10: 理想的な最大比合成時の BER 特性

表 5.2: Pseudo BER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.086$ , code A)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$						
	$p_{th} = 0.4$	0.375	0.35	0.325	0.3	0.275	0.25
$10^{-1}$	0.3	0.3	0.8	1.0	1.5	2.3	2.9
$10^{-2}$	0.3	0.3	0.4	0.8	1.2	2.0	2.4
$10^{-3}$	0.2	0.2	0.2	0.5	0.9	1.2	2.0
$10^{-4}$	0.3	0.2	0.1	0.2	0.3	1.1	1.4
$10^{-5}$	0.3	0.3	0.2	0.2	0.2	0.6	1.2
$10^{-6}$	0.7	0.6	0.5	0.4	0.1	0.6	0.7

表 5.3: Pseudo BER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.321$ , code A)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$						
	$p_{th} = 0.4$	0.375	0.35	0.325	0.3	0.275	0.25
$10^{-1}$	1.2	1.0	1.1	1.4	1.6	2.2	2.5
$10^{-2}$	0.9	0.7	0.8	0.9	1.0	1.7	2.0
$10^{-3}$	0.9	0.8	0.8	0.8	0.9	1.5	1.9
$10^{-4}$	1.0	0.9	0.7	0.7	0.8	1.0	1.7
$10^{-5}$	1.1	1.0	0.7	0.5	0.6	1.0	1.1
$10^{-6}$	1.2	1.1	0.7	0.2	0.2	0.3	0.7

表 5.4: Pseudo BER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.086$ , code B)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$						
	$p_{th} = 0.4$	0.375	0.35	0.325	0.3	0.275	0.25
$10^{-1}$	0.2	0.3	0.6	0.9	1.5	2.4	2.7
$10^{-2}$	0.2	0.2	0.3	0.7	1.1	2.0	2.2
$10^{-3}$	0.2	0.2	0.2	0.4	0.8	1.2	2.1
$10^{-4}$	0.3	0.2	0.2	0.2	0.4	1.1	1.5
$10^{-5}$	0.6	0.3	0.2	0.2	0.3	0.8	1.2
$10^{-6}$	0.5	0.5	0.3	0.1	0.1	0.5	0.5

表 5.5: Pseudo BER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.321$ , code B)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$						
	$p_{th} = 0.4$	0.375	0.35	0.325	0.3	0.275	0.25
$10^{-1}$	1.2	1.3	1.4	1.6	2.0	2.6	2.9
$10^{-2}$	0.9	0.9	0.9	1.0	1.1	1.9	2.1
$10^{-3}$	0.9	0.8	0.8	0.9	0.9	1.7	1.9
$10^{-4}$	1.0	0.9	0.7	0.7	0.8	1.0	1.7
$10^{-5}$	1.3	0.9	0.7	0.5	0.5	0.9	1.0
$10^{-6}$	1.1	1.0	0.6	0.3	0.2	0.2	0.6

表 5.6: Pseudo SER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.086$ , code A)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$										
	$p_{th} = 0.7$	0.675	0.65	0.625	0.6	0.575	0.55	0.525	0.5	0.475	0.45
$10^{-1}$	0.3	0.2	0.4	0.5	0.5	0.7	1.4	1.6	1.8	2.2	2.7
$10^{-2}$	0.4	0.3	0.3	0.3	0.4	0.4	1.0	1.2	1.4	1.8	2.3
$10^{-3}$	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.2	0.6	0.9	1.1	1.2	1.8
$10^{-4}$	0.7	0.7	0.6	0.2	0.2	0.2	0.2	0.5	0.9	1.1	1.2
$10^{-5}$	0.9	0.8	0.6	0.4	0.3	0.2	0.2	0.3	0.3	0.6	1.1
$10^{-6}$	1.2	0.9	0.8	0.7	0.6	0.6	0.5	0.5	0.6	0.6	0.7



表 5.7: Pseudo SER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.321$ , code A)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$										
	$p_{th} = 0.7$	0.675	0.65	0.625	0.6	0.575	0.55	0.525	0.5	0.475	0.45
$10^{-1}$	1.4	1.3	1.1	1.0	1.2	1.1	1.5	1.6	1.8	2.0	2.4
$10^{-2}$	1.3	1.0	0.9	0.9	0.8	0.8	0.9	1.0	1.3	1.6	1.8
$10^{-3}$	1.6	1.3	1.1	0.9	0.9	0.8	0.9	0.9	1.0	1.3	1.7
$10^{-4}$	1.8	1.6	1.2	1.0	0.9	0.8	0.8	0.8	0.9	1.0	1.1
$10^{-5}$	2.0	1.9	1.6	1.1	1.0	1.0	0.7	0.6	0.7	0.9	1.0
$10^{-6}$	2.1	2.0	1.6	1.3	1.1	1.0	0.7	0.3	0.2	0.2	0.4

表 5.8: Pseudo SER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.086$ , code B)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$										
	$p_{th} = 0.7$	0.675	0.65	0.625	0.6	0.575	0.55	0.525	0.5	0.475	0.45
$10^{-1}$	0.1	0.2	0.2	0.4	0.5	0.5	0.9	1.3	1.7	2.1	2.5
$10^{-2}$	0.3	0.3	0.2	0.2	0.2	0.3	0.9	1.1	1.3	1.8	2.1
$10^{-3}$	0.6	0.3	0.3	0.2	0.2	0.2	0.6	0.9	1.1	1.2	1.7
$10^{-4}$	0.8	0.8	0.6	0.5	0.2	0.2	0.2	0.4	0.9	1.1	1.2
$10^{-5}$	1.0	0.9	0.9	0.5	0.3	0.3	0.2	0.3	0.3	0.7	1.1
$10^{-6}$	0.9	0.8	0.7	0.5	0.5	0.3	0.1	0.1	0.2	0.5	0.5

表 5.9: Pseudo SER 方式での各 BER 値に対する理想値からの劣化量 ( $\rho = 0.321$ , code B)

BER	$E_b/N_0[\text{dB}]$										
	$p_{th} = 0.7$	0.675	0.65	0.625	0.6	0.575	0.55	0.525	0.5	0.475	0.45
$10^{-1}$	1.5	1.4	1.4	0.9	1.4	1.2	1.6	1.8	2.1	2.3	2.6
$10^{-2}$	1.3	1.1	1.0	1.0	0.9	0.9	1.0	1.1	1.5	1.8	2.0
$10^{-3}$	1.6	1.4	1.0	0.9	0.8	0.8	0.9	0.9	1.0	1.3	1.7
$10^{-4}$	1.8	1.7	1.4	1.1	0.9	0.8	0.8	0.8	1.0	1.0	1.1
$10^{-5}$	1.9	1.8	1.6	1.2	1.0	0.9	0.7	0.7	0.7	0.8	0.9
$10^{-6}$	2.0	1.7	1.5	1.3	1.1	0.9	0.5	0.4	0.2	0.2	0.3

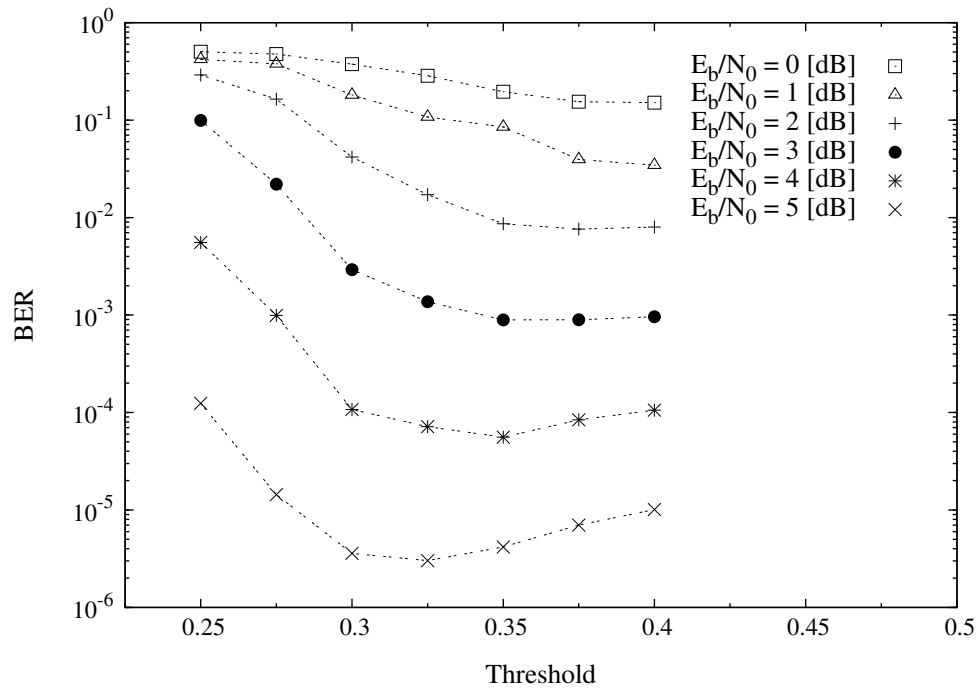


図 5.11: Pseudo BER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code A)

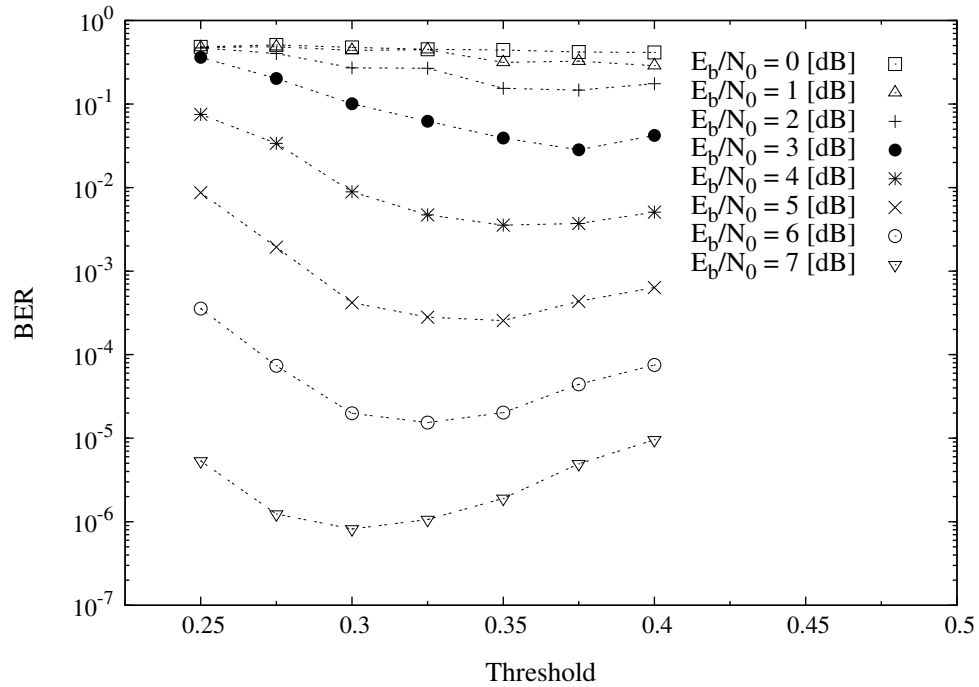


図 5.12: Pseudo BER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code A)

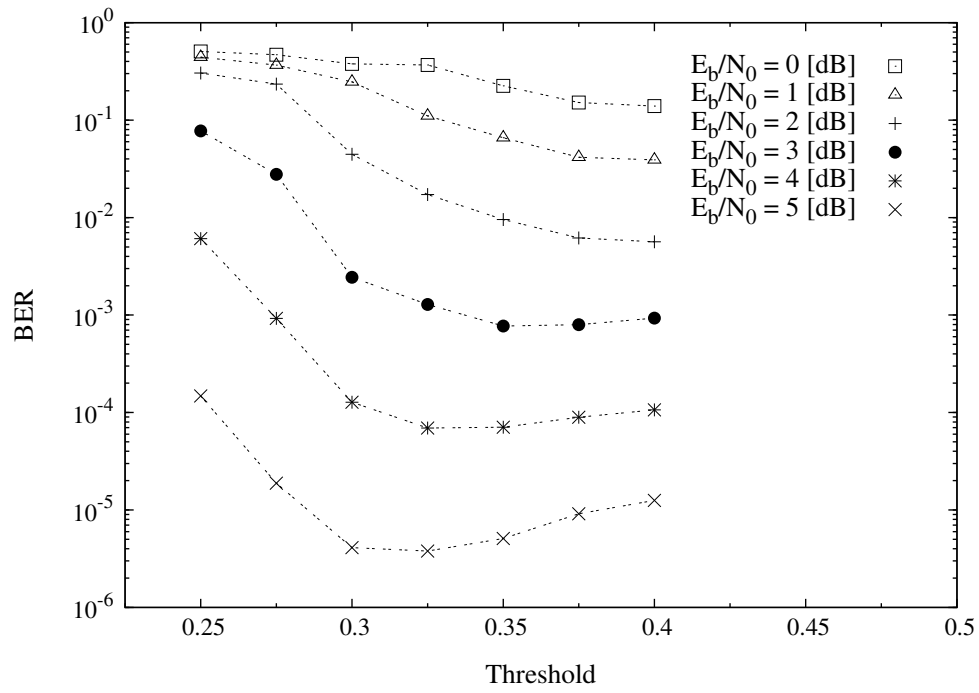


図 5.13: Pseudo BER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code B)

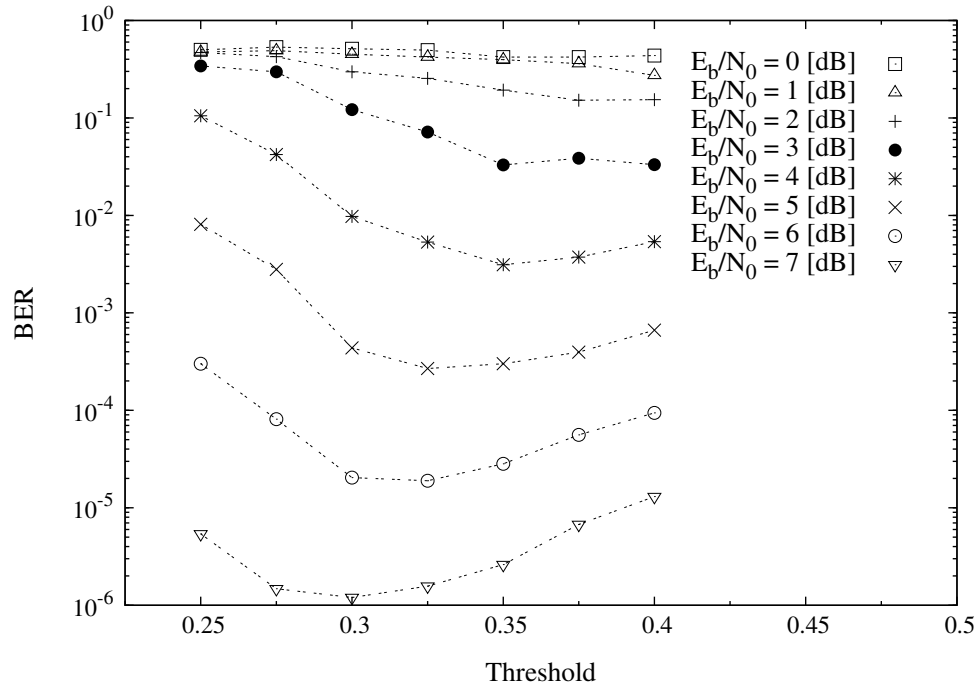


図 5.14: Pseudo BER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code A)

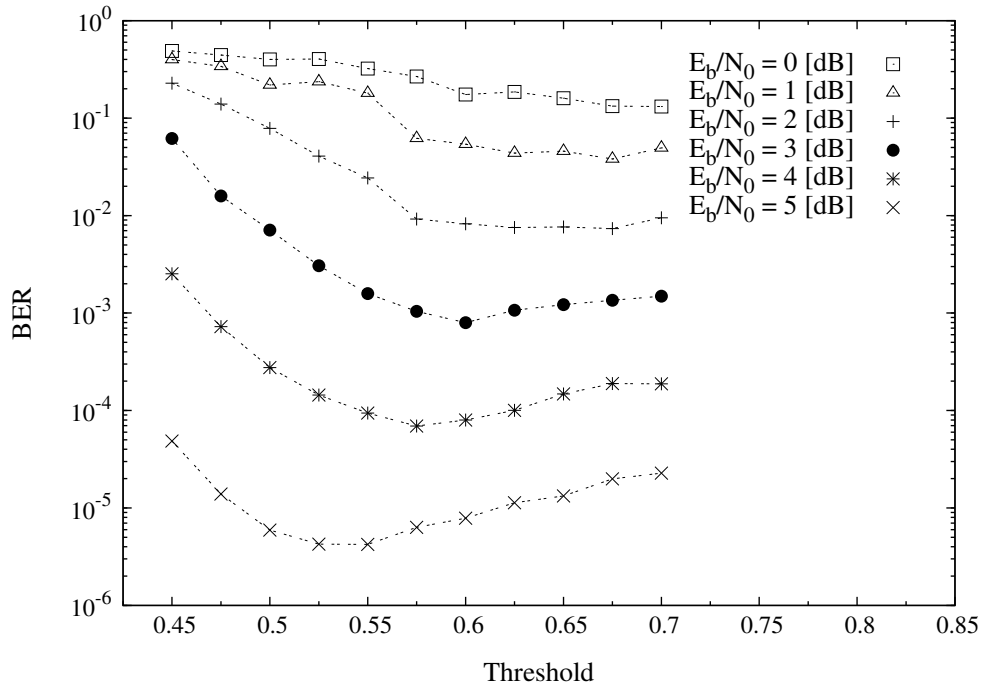


図 5.15: Pseudo SER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code A)

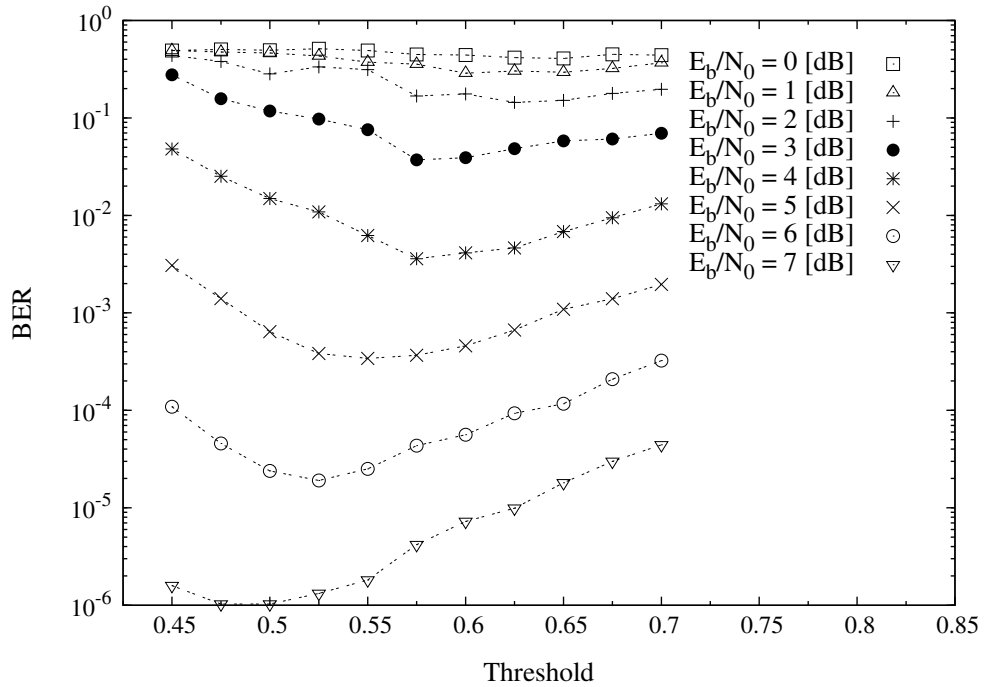


図 5.16: Pseudo SER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code A)

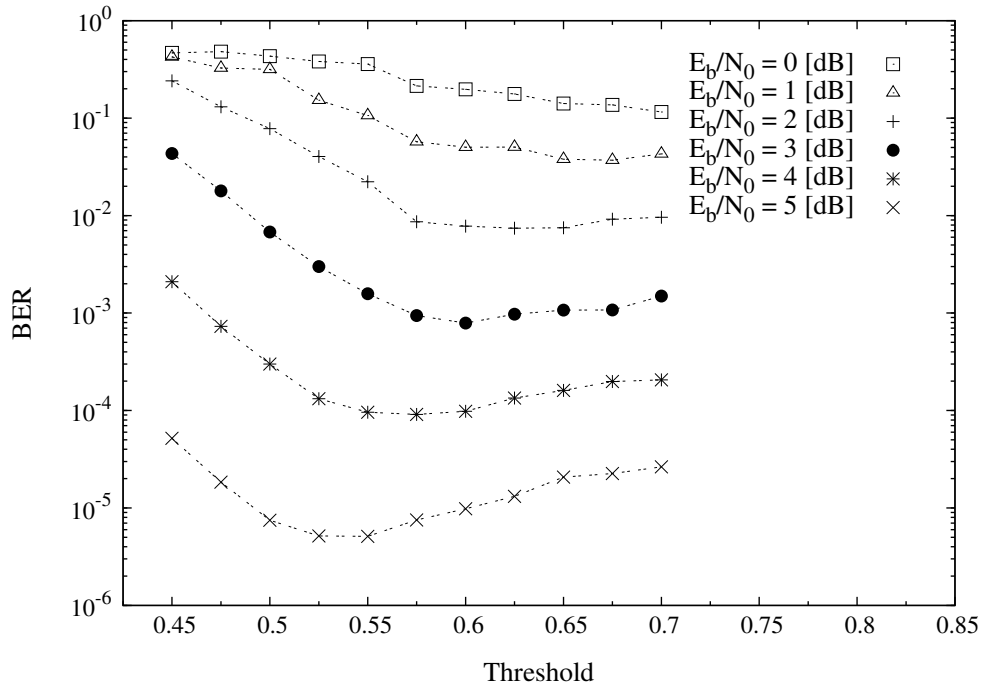


図 5.17: Pseudo SER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.086$ , code B)

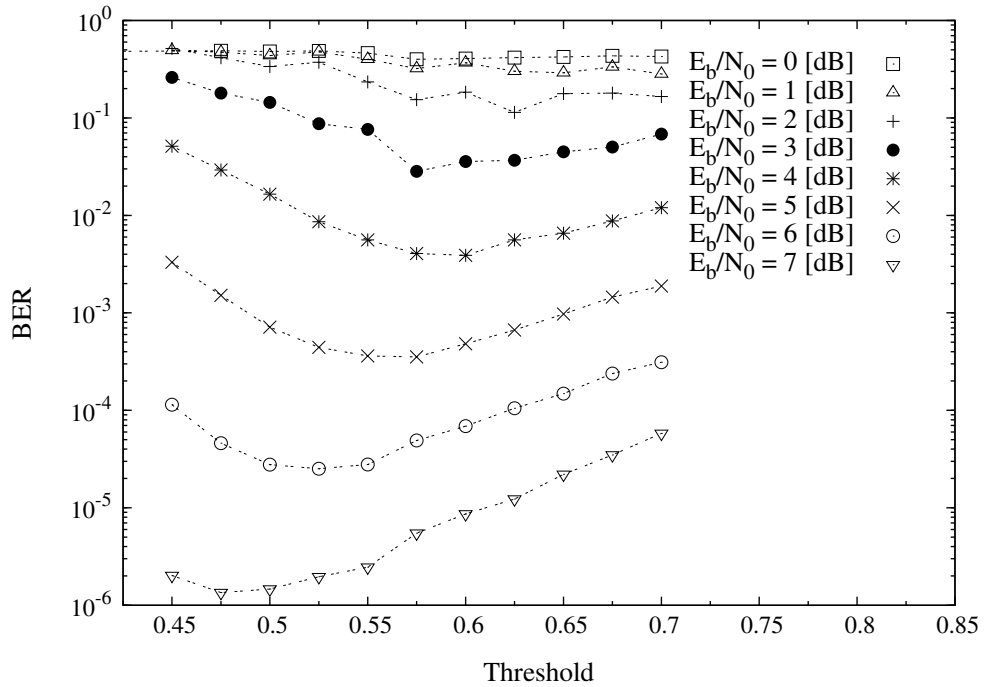


図 5.18: Pseudo SER 方式における閾値対 BER 特性 ( $\rho = 0.321$ , code B)

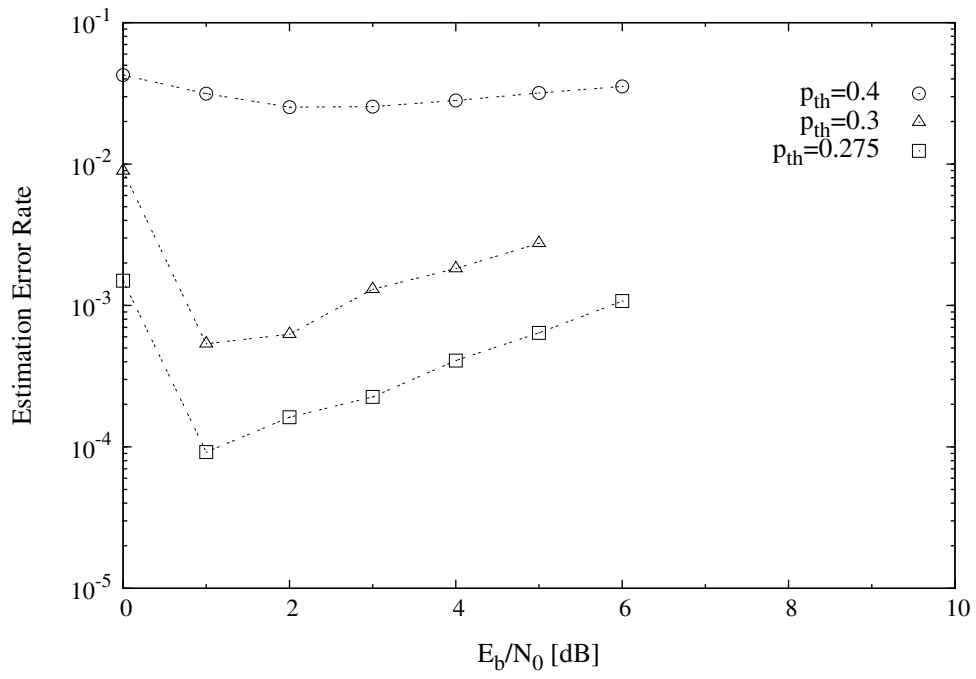


図 5.19: Pseudo BER 方式での遮断推定誤り率特性 (第 1 種の誤り,  $\rho = 0.086$ , code A)

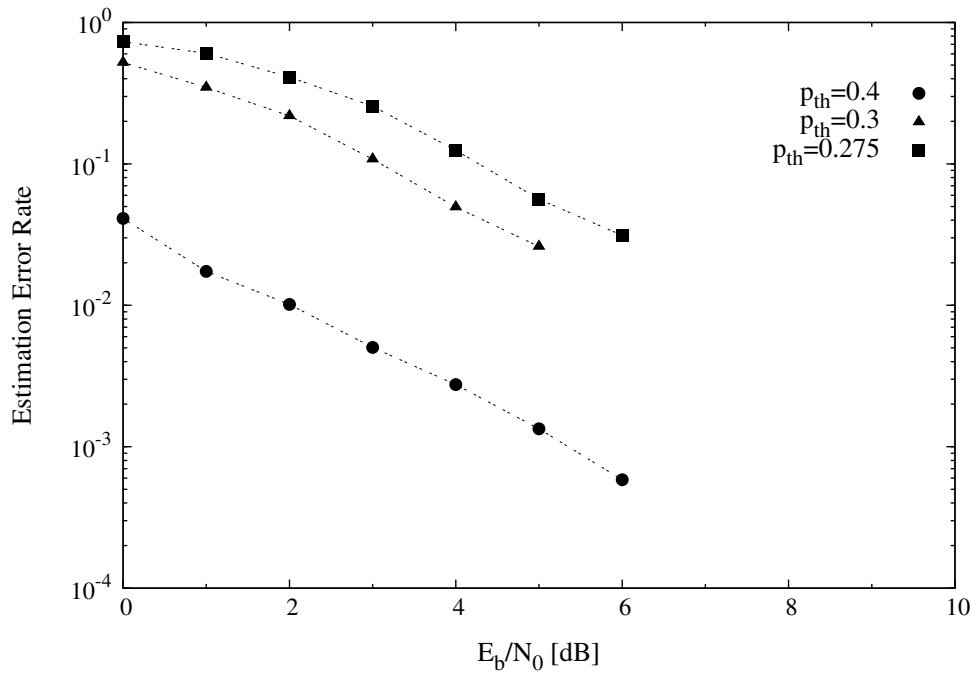


図 5.20: Pseudo BER 方式での遮断推定誤り率特性 (第 2 種の誤り  $\rho = 0.086$ , code A)

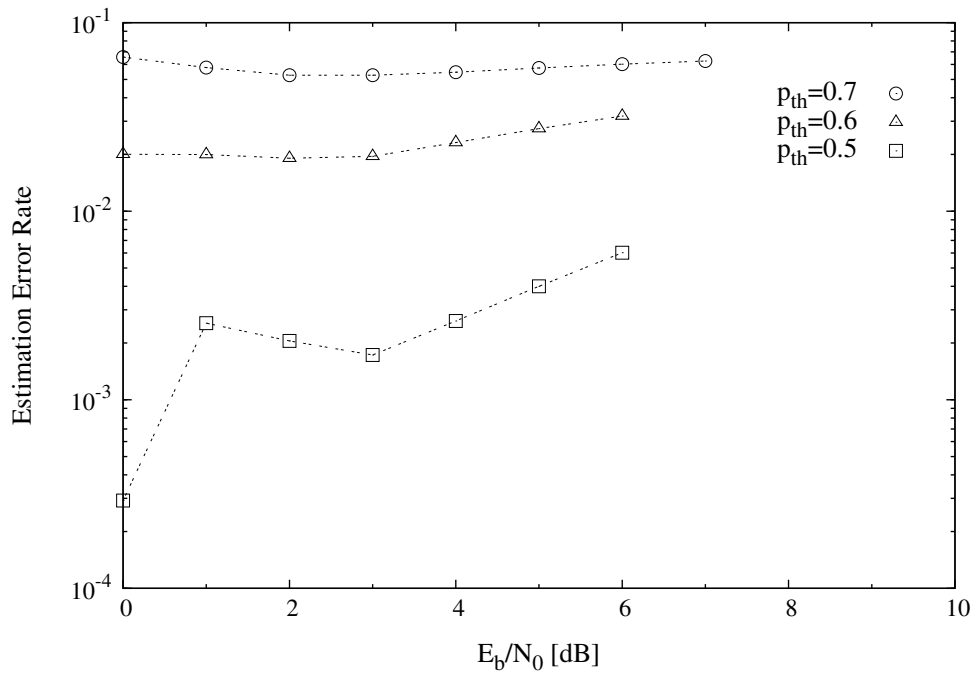


図 5.21: Pseudo SER 方式での遮断推定誤り率特性 (第 1 種の誤り,  $\rho = 0.086$ , code A)

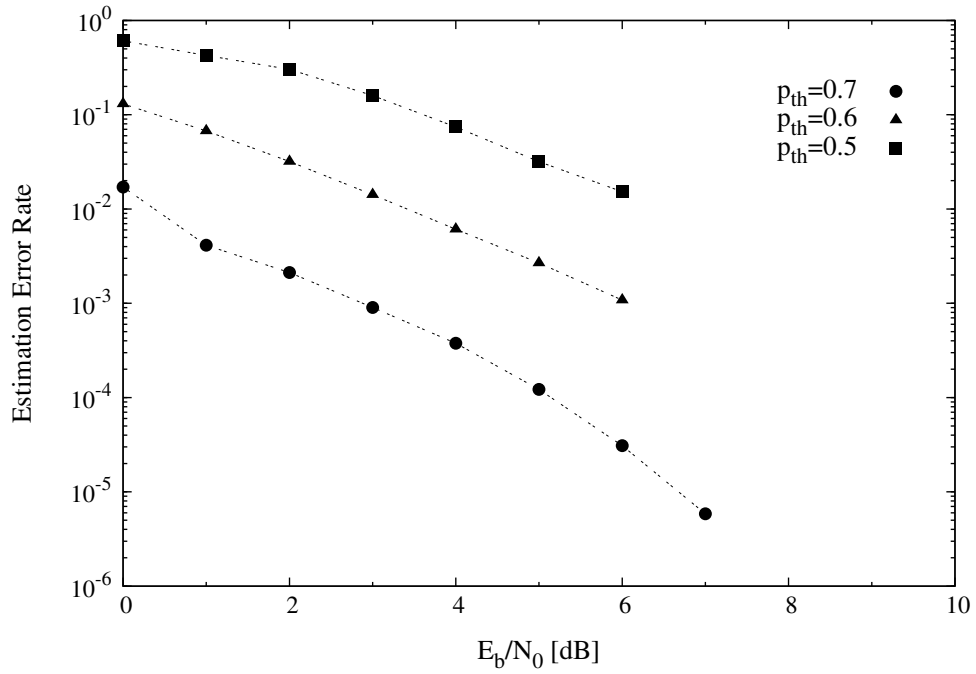


図 5.22: Pseudo SER 方式での遮断推定誤り率特性 (第 2 種の誤り,  $\rho = 0.086$ , code A)

### 5.3.5 遮断推定における最適な閾値

最後に、遮断推定において BER 特性を最小にするという意味で最適な閾値を検討した。

図 5.23～5.30 に、提案方式、従来方式 2 と、理想的な最大比合成を行った場合の BER 特性を示し、比較を行う。従来方式 2 の BER 特性には文献 [3] での結果を用いており、遮断推定における閾値は 0.25 に固定した。提案方式では表 5.2～5.9 での理想値からの劣化量をもとに、 $BER = 10^{-4} \sim 10^{-6}$  において劣化量の標準偏差を最小とする閾値での BER 特性結果を比較に用いた。遮断推定における閾値を設定する際には、畳込み符号や遮断率に関わらず、擬似 BER を用いる際は閾値を 0.3～0.325、擬似 SER を用いる際は 0.525～0.55 に設定すると最も良好な BER 特性を示すことが分かった。

遮断率 8.6% の場合には、畳込み符号を code A とし、遮断推定に擬似 BER を用いた場合が最も良好な BER 特性を示した。 $BER = 10^{-6}$  において理想的な最大比合成時の BER 特性との差は約 0.1dB であり、従来方式 2 からは約 0.6dB の特性改善を達成した。また、遮断率 32.1% の場合においても、符号を code A とし、擬似 BER を用いた場合が最も良好な BER 特性を示し、 $BER = 10^{-6}$  において理想的な最大比合成時の BER 特性との差は約 0.2dB であり、従来方式 2 からは約 0.6dB の特性改善を達成した。



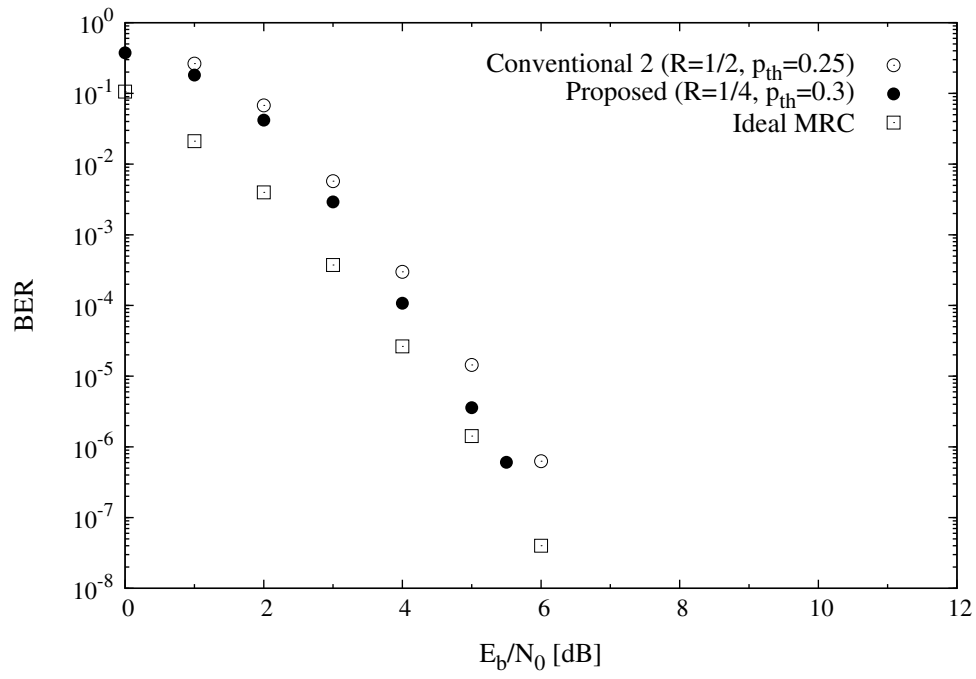


図 5.23: Pseudo BER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ , code A)

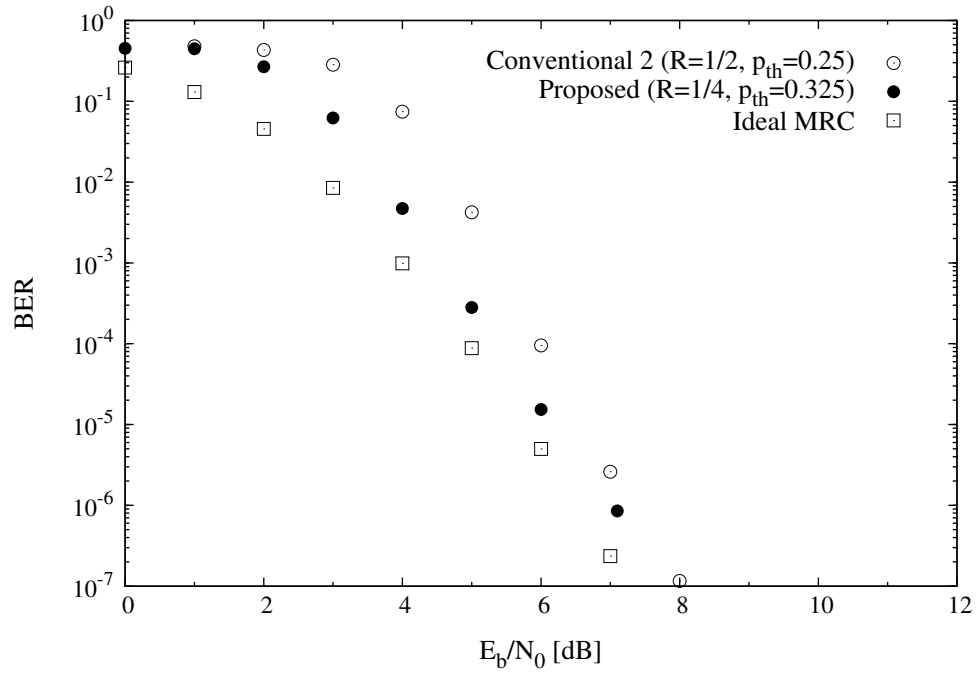


図 5.24: Pseudo BER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ , code A)

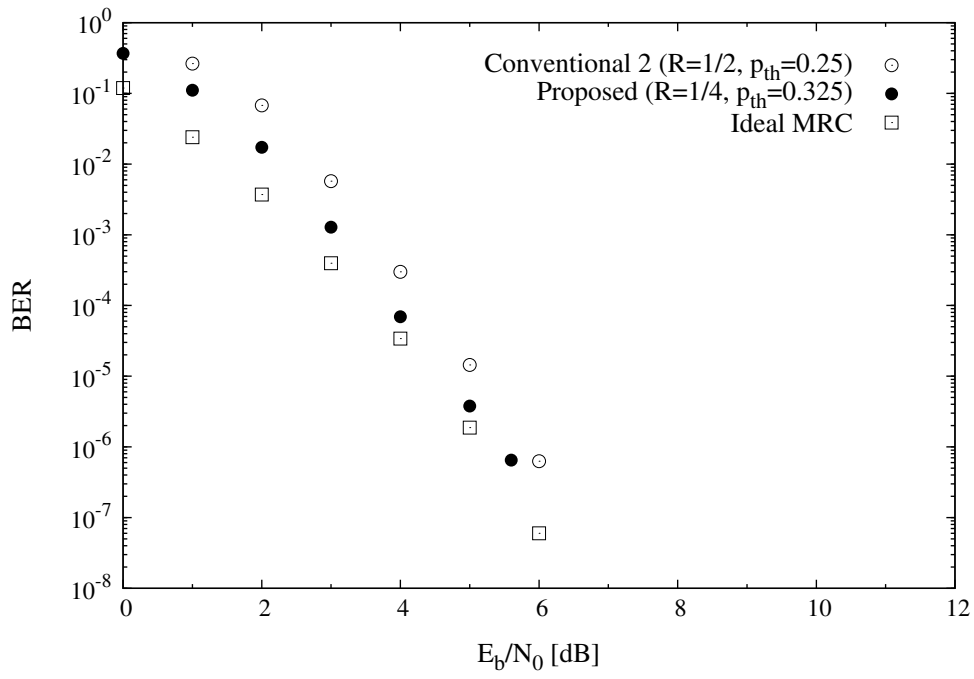


図 5.25: Pseudo BER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ , code B)

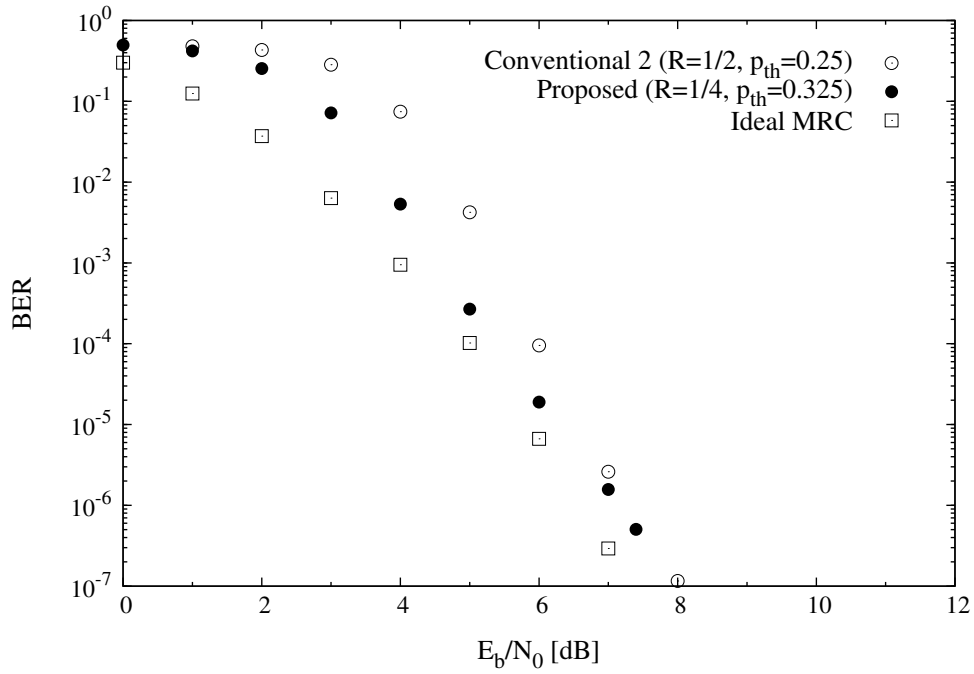


図 5.26: Pseudo BER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ , code B)

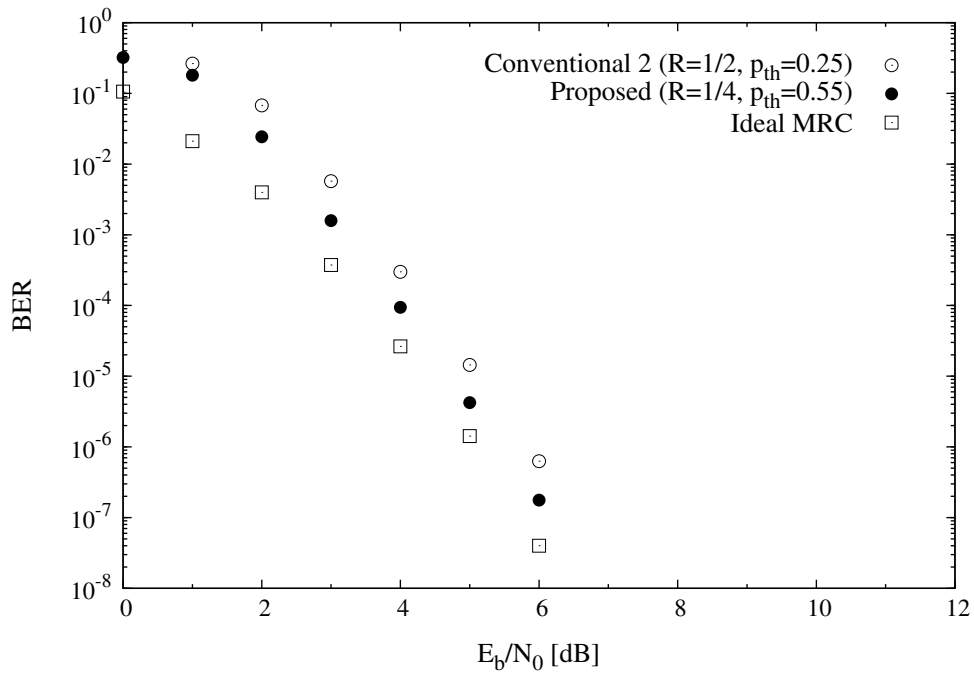


図 5.27: Pseudo SER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ , code A)

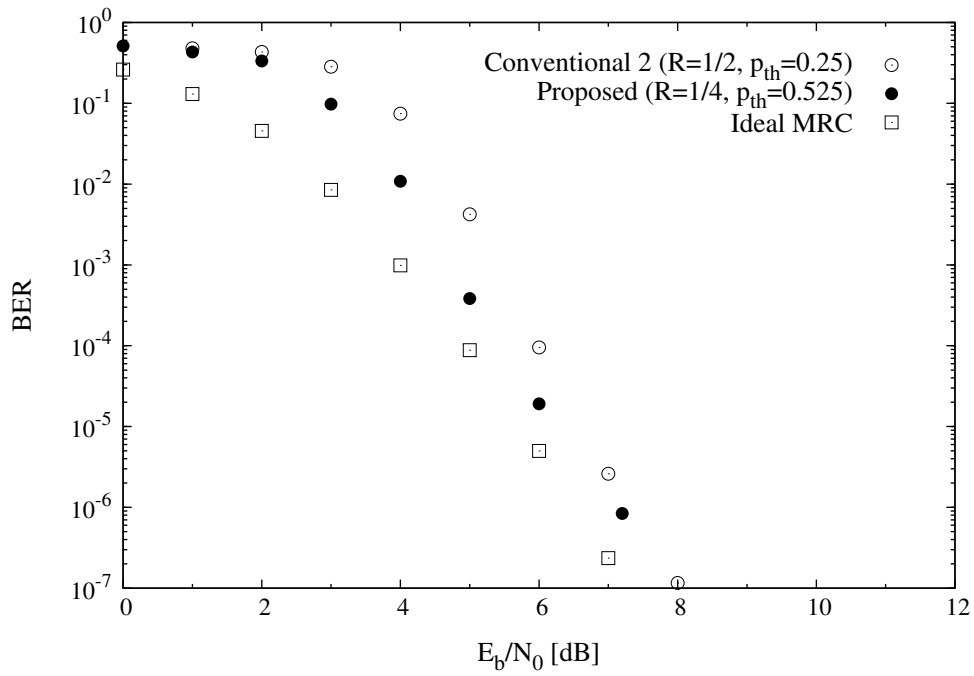


図 5.28: Pseudo SER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ , code A)

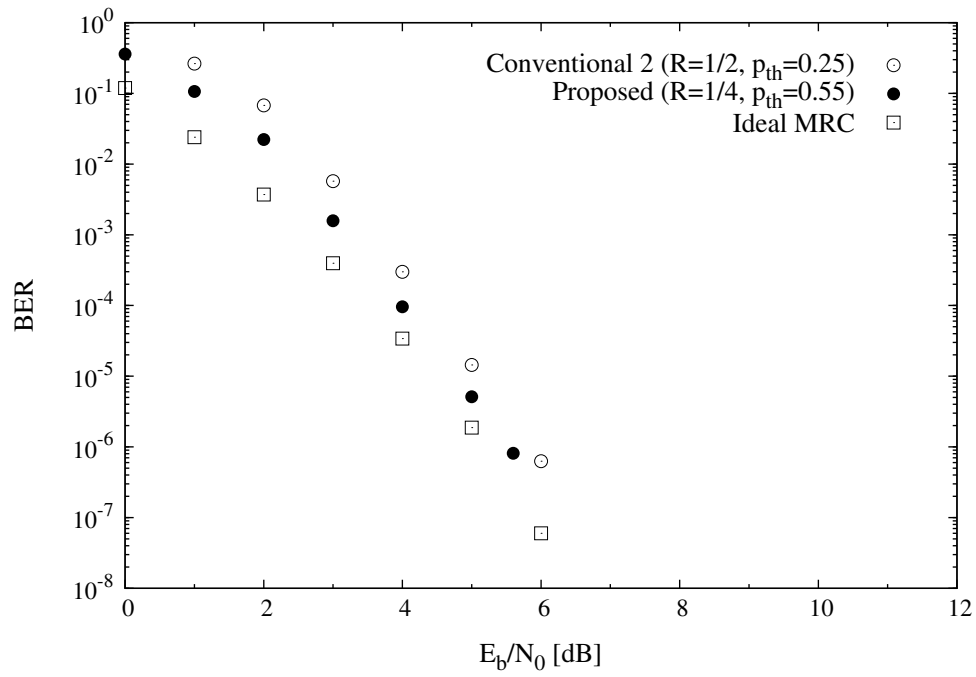


図 5.29: Pseudo SER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.086$ , code B)

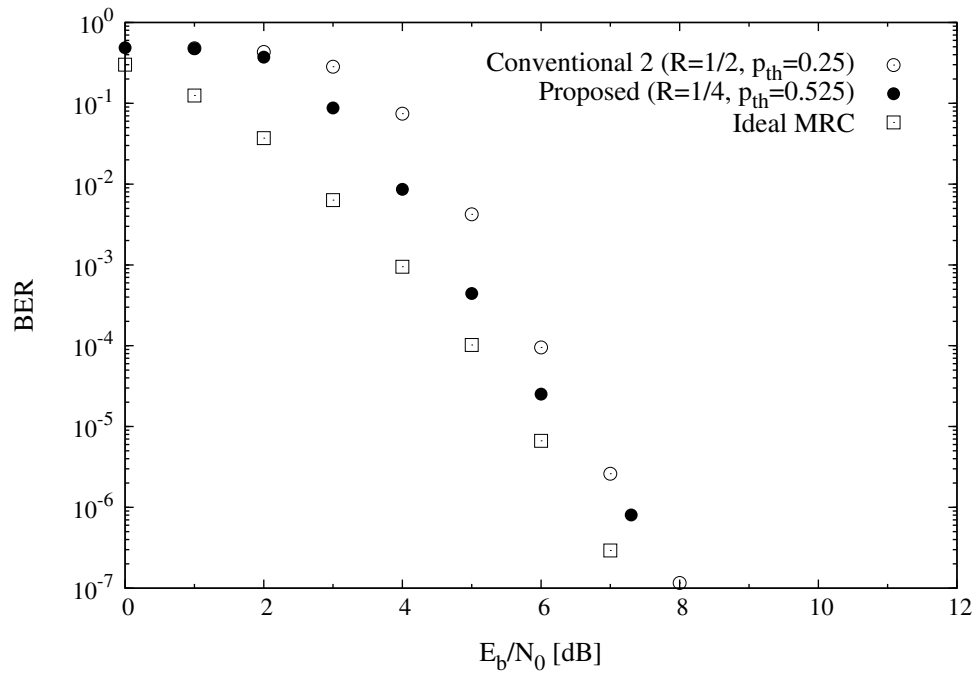


図 5.30: Pseudo SER 方式での BER 特性比較 ( $\rho = 0.321$ , code B)

## 5.4 結言

本章では，最大比合成を実現する従来方式2（文献 [3]）に対して低符号化率の畳込み符号を適用した遮断回避システムを提案した．計算機シミュレーションによる結果から，遮断推定時に擬似 BER および擬似 SER を用いた場合の BER 特性差，畳込み符号の違いによる BER 特性差などを評価，考察した．また，遮断推定における閾値設定に関して BER 特性を最小にするという意味で最適な値を検討した．

## 第 6 章

### 結論

本研究では，低符号化率の畳込み符号を用いるヘリコプター衛星通信の遮断回避システムを提案し，従来方式から更なる BER 特性の改善を図った．低符号化率の畳込み符号と時間ダイバーシチを併用した遮断回避システムに，更に遮断推定による最大比合成を取り入れた提案方式について計算機シミュレーションを行った結果から，次のことが確認できた．

- 畳込み符号においては code A を用いた方がより良好な BER 特性を示す
- 遮断推定においては擬似 BER を用いた方がシステム構成がより簡易であり，かつ，より良好な BER 特性を示す
- 遮断推定のための閾値を固定値とする場合，擬似 BER を用いる際は 0.3～0.325，擬似 SER を用いる際は 0.525～0.55 に設定すると最も良好な BER 特性を示す
- 遮断率 8.6% の場合， $BER = 10^{-6}$  において理想的な BER 特性との差は約 0.1dB であり，従来方式からは約 0.6dB の特性改善を達成した
- 遮断率 32.1% の場合， $BER = 10^{-6}$  において理想的な BER 特性との差は約 0.2dB であり，従来方式からは約 0.6dB の特性改善を達成した

以上のことから，提案方式は本研究の目的である BER 特性の改善を達成し，理想的な BER 特性へ更に近づくことができたといえる．

# 謝辞

研究にあたって，ご指導および数々の助言を賜りました本学情報システム学研究科情報システム基盤学専攻 小島 年春 准教授に深く感謝の意を表します．

また，様々な視点からの助言を賜りました本学情報システム学研究科情報システム基盤学専攻 多田 好克 教授，新谷 隆彦 准教授にも重ねて深く感謝の意を表します．

最後に，日頃から研究室生活を共に送り，互いに支え合った小島研究室の同期，後輩，そして卒業された先輩方に心より感謝の意を表します．

# 文献

- [1] 小島年春, 打木達也, 大久保政二, 谷口順, “時間ダイバーシチを利用したヘリコプタ衛星通信用高精度 AFC 方式,” 信学論 (B), Vol. J85-B No.10, pp.1728-1737, Oct. 2002.
- [2] 尾崎裕, 福田剛, 井上正夫, 澤学, 縫村修次, “災害・危機管理用ヘリコプター衛星通信システム,” 信学技報.SAT 110(136), pp.79-83, July. 2010.
- [3] Toshiharu Kojima, Yurii Takanashi, “An Improved Time Diversity Combining for Helicopter Satellite Communications,” Proc. 2015 ATC, pp.6-9, Ho Chi Min City, Vietnam, Oct. 2015.
- [4] 赤岩芳彦, デジタル移動通信技術のすべて, コロナ社, 2013.
- [5] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 株式会社科学技術出版, 東京, 2002.
- [6] 大槻知明, “情報通信の基礎と動向 [III] 誤り訂正符号,” 電子情報通信学会学会誌, vol. 90, no. 7, pp. 549-555, July 2007.
- [7] Pil Lee, “New Short Constraint Length, Rate  $1/N$  Convolutional Codes Which Minimize the Required SNR for Given Desired Bit Error Rates,” IEEE Trans. Commun., vol. 33, pp. 171-177, Feb. 1985.